KONSTRUKČNÍ ELEKTRONIKA A Radio

ROČNÍK IX/2004. ČÍSLO 3

Amatérské RADIO

ŘADA B - PRO KONSTRUKTÉRY

ROČNÍK LIII/2004. ČÍSLO 3

V TOMTO SEŠITĚ

KONSTRUKČNÍ ELEKTRONIKA A RADIO

Vydavatel: AMARO spol. s r. o.

Redakce: Radlická 2, 150 00 Praha 5, tel.: 2 57 31 73 11, tel./fax: 2 57 31 73 10.

Šéfredaktor ing. Josef Kellner, sekretářka redakce Eva Kelárková, tel. 2 57 31 73 14.

Ročně vychází 6 čísel. Cena výtisku 36 Kč.

Rozšiřuje PNS a. s., Transpress spol. s r. o., Mediaprint & Kapa a soukromí distributoři.

Předplatné v ČR zajišťuje **Amaro** spol. s r. o. - Michaela Jiráčková, Hana Merglová (Radlická 2, 150 00 Praha 5, tel./fax: 2 57 31 73 13, 2 57 31 73 12. Distribuci pro předplatitele také provádí v zastoupení vydavatele společnost Mediaservis s. r. o., Abocentrum, Moravské náměstí 12D, P. O. BOX 351, 659 51 Brno; tel: 5 4123 3232; fax: 5 4161 6160; abocentrum@mediaservis.cz; reklamace - tel.: 800 171 181.

Objednávky a predplatné v Slovenskej republike vybavuje MAGNET-PRESS Slovakia s. r. o., Teslova 12, P. O. BOX 169, 830 00 Bratislava 3, tel./ /fax (02) 44 45 45 59, (02) 44 45 06 97 - predplatné, (02) 44 45 46 28 - administratíva; email: magnet@press.sk

Podávání novinových zásilek povoleno Českou poštou - ředitelstvím OZ Praha (č.j. nov 6005/96 ze dne 9. 1. 1996).

Inzerci v ČR přijímá redakce, Radlická 2, 150 00 Praha 5, tel.: 2 57 31 73 11, tel./fax: 2 57 31 73 10.

Inzerci v SR vyřizuje MAGNET-PRESS Slovakia s. r. o., Teslova 12, 821 02 Bratislava, tel./ /fax (02) 44 45 06 93.

Za původnost a správnost příspěvků odpovídá autor (platí i pro inzerci). Nevyžádané rukopisy nevracíme.

http://www.aradio.cz; *E-mail*: pe@aradio.cz

ISSN 1211-3557, MK ČR E 7443

Z dějin vědy a techniky

Ernest Solvay

(1838 - 1922)

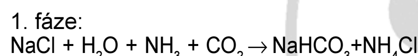


Ernest Solvay se narodil 16. 4. 1838 v Rebecq-Rognon v Belgii, poblíž Bruselu. Od mládí projevoval nadání pro fyziku, chemii i dějiny. Když mu bylo 23 let, objevil se svým bratrem Alfredem nový způsob výroby sody - uhličitanu sodného. Soda byla v té době v průmyslu nedostatkovou a tedy drahou surovinou. Používala se při výrobě mýdla, skla a bělení látek.

Do druhé poloviny 18. století se soda vyráběla z mořských řas a tato produkce nemohla zdaleka vyrovnat poptávku. Proto vypsala r. 1775 francouzská Akademie věd odměnu za vynalezení levného a velkokapacitního způsobu výroby sody. První takový proces objevil až r. 1789 Francouz N. Leblanc, sodu vyráběl z mořské vody.

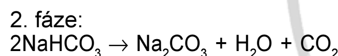
Kvalitativní změnu výroby sody přinesl Solvay. Jeho způsob výroby sody, dodnes používaný, sestává ze dvou fází podle těchto chemických rovnic:

1. fáze:



$$NaCl + H_2O + NH_3 + CO_2 \rightarrow NaHCO_3 + NH_4Cl$$

2. fáze:



$$2NaHCO_3 \rightarrow Na_2CO_3 + H_2O + CO_2$$

První fáze probíhá ve vodném roztoku nasyceného chloridu sodného, ve kterém je rozpuštěn amoniak (NH_3). Do roztoku se za studena zavádí oxid uhličitý (CO_2). Přitom vzniká hydrogenuhličitan sodný ($NaHCO_3$) a jako vedlejší produkt salmiak (NH_4Cl). Hydrogenuhličitan sodný, který se dále používá k výrobě sody (uhličitanu sodného), je v reakčním roztoku nerozpustný a odstraňuje se filtrací. Druhá fáze výroby je vlastně termický rozklad (při 150 °C) hydrogenuhličitanu. Ten se rozkládá na sodu, vodu a oxid uhličitý. Salmiak, vznikající v první fázi, se podařilo ještě dále využít a zlepšit tak efektivitu provozu. Reakcí s hydroxidem vápenatým, který se vyráběl z vápence, vznikal amoniak, který se do technologického procesu vracel, a současně chlorové vápno, které se dále využívalo jako surovina v chemickém průmyslu.

Poté, co Solvay tento proces objevil a rozpracoval, založil společně s bratrem firmu SOLVAY & Cie a první sodu průmyslově vyrobili r. 1865 (patent 1872).

V 70. a 80. letech 19. století se firma rychle rozvíjela. Solvay zakládal továrny po celé Evropě, r. 1882 otevřeli první továrnu v USA. Od počátku 20. století už koncern Solvay kontroloval celosvětovou výrobu sody. Vápenec těžila Solvayova firma mj. i na území Rakousko-Uherska, od r. 1916 v lomu nad obcí Svatý Jan pod Skalou (u Berouna) prostřednictvím „Rakouského spolku pro chemickou a hutní výrobu“, od r. 1918 přejmenovaného na „Neštěmické Solvayovy továrny“.

Ernest Solvay ale nebyl pouze úspěšný průmyslník - je znám jako filantrop a humanista. R. 1878 zavedl důchody pro dělníky, r. 1897 osmihodinovou pracovní dobu. Založil a podporoval řadu vědeckých institucí - Institut fyziologie (1892), Institut sociálních věd (1894), Institut hygieny (1895) aj. Od roku 1911 organizoval v Bruselu periodicky setkání vynikajících vědců. Byl senátorem a později státním ministrem.

Byl ženat (sňatek 1863), s manželkou Adélou měli dva syny a dvě dcery.



Setkání vědců r. 1911. Stojící: 2. zleva Planck, 2. zprava Einstein, 4. zprava Rutherford; sedící: 3. zleva Solvay, 4. zleva Lorentz, 1. zprava Poincaré, 2. zprava M. Curie

СОЦІАЛЬНАЯ ЭНЕРГЕТИКА СОЛЬВЕЯ

Общій соціальный синтезъ(x), составленный Ж. БАРНИШЕМЪ

Энергетика, всеобщая наука.

Положенія основного капацитарнаго образованія.

Классификація наукъ съ энергетической точки зрѣнія и вжду соціальнаго дѣйствія.

Политика, Мораль, Право. Соціальная энергетика.

Живая реакція. Клѣтка — Человѣкъ — Общество.

E. Solvay byl stoupencem filozofického směru energetismu (i tradiční kategorie hmoty a ducha lze převést na energii) a jeho dílo bylo přeloženo do několika jazyků

〉Společnost Barbora a skanzen Solvayovy lomy



Pojízdná elektrocentrála „Mluno“ s dieselovou lokomotivou BN30R nám zabezpečovala osvětlení. Zleva David Kaifoš, Michal Zborník a František Vycpálek, OK1HOT. (Mlno, mluno - Preslův český výraz pro elektřinu z počátku 19. století; neujal se, škoda)



Lokomotivy tu jezdí nejen dieselové, ale i dieselelektrická BNE50 (50 HP) a elektrická s roztomilým názvem „Elektrula“, jak ji známe z filmu Tajemný hrad v Karpatech (na snímku). Elektrula se správně jmenuje Metalist B-346 a vyrobila ji firma BBA Aue (NDR) v r. 1973. Pohon: baterie 80 V/260 Ah, motor 2x 2,6 kW

Oficiální název skanzenu „Na Parapleti“ je „Muzeum těžby a dopravy vápence v Českém krasu“ a pečuje o něj „Společnost Barbora - Společnost pro zachování důlních a průmyslových památek“. Trochu onomastiky: Paraple - naši předkové tu na počátku minulého století postavili pro výletníky malé odpočivadlo se stříškou, připomínající deštník. Paraple pak vytlačilo původní název lokality „Na stydlých vodách“. A Barbora - to je patronka všech horníků, skalníků a lomařů, její soška je nejen zde ve skanzenu, ale provází např. i raziče pražského metra.

Vápenec se tu začal těžit v době I. světové války. Kámen se nakládal ručně do vozíků, ty se opět ručně tlačily k horní stanici samotížné lanovky. Motorové lokomotivy jezdily v lomu od r. 1930, největšího objemu dosáhla těžba v létech II. světové války - 150 000 tun vápence ročně bylo odesíláno ke zpracování do Neštěmic (dříve Nestomic). Tehdy jezdilo v lomu osm lokomotiv a bylo zaměstnáno přes 170 lidí. Po válce byly Neštěmické Solvayovy továrny znárodněny, v 50. letech se ještě v lomu získávala drť pro výstavbu silnic a v r. 1963 byla těžba definitivně zastavena, lom opuštěn, vše se pomalu za vydatné pomoci lidí rozpadlo a zarostlo.

Od r. 1993 zde působí Společnost Barbora, skupina nadšenců pro historii techniky, speleologii, montanistiku, elektrotechniku, ale i ochranu přírody. Co se ještě dalo zachránit, opravili a zakonzervovali, mnoho dalších exponátů sem svezli takřka z celé republiky.

Skanzen tvoří několik budov, štoly a úzkorozchodná lomová dráha nyní s 26 lokomotivami a 80 vozíky. Skvostem mezi lokomotivami je předválečná MD2, výrobek fy Oreistein & Koppel. V bývalých kancelářích je muzeum lomařství, jeskyňářství, nákladních lanovek a rekonstruovaná funkční strojovna (viz obr. dole).

Pozvánka - tu nepřehlédněte!

V prostorách skanzenu se koná:

V sobotu a neděli 12.-13. června 2004 setkání „Rotujících setrvačníků“ - sběratelů stabilních motorů.

Sobota 30. října 2004: Setkání přátel staré techniky s autentickými ukázkami.

Solvayovy lomy se nacházejí jihozápadně od Prahy v Chráněné krajinné oblasti Český kras, tedy není možné dojet až na místo autem. Ale je to kousek pěšky po značených trasách z obcí Loděnice, Bubovice nebo Svatý Jan pod Skalou, do nichž mj. zajíždí i pražská MHD (bus č. 311, 380, 384 - viz mapka na 2. str. obálky). Vnější expozice skanzenu je přístupná stále, muzeum je otevřeno o sobotách a nedělích od května do října.

Vítáme návštěvníky a zájemce o spolupráci všeho druhu. **Kontakt:** *Společnost Barbora, Za Poštou 13, 100 00 Praha 10,* E-mail: *spol.barbora@atlas.cz*, web: *www.osf.cz/barbora*

Prameny

[1] Ernest Solvay et son temps. Université libre de Bruxelles. Brusel 1997. 349 s.

[2] *Barniš, Ž.:* Principy pozitivnoj politiky po Solveju. Brusel 1920. 187 s.

[3] *Warnotte, Daniel:* Ernest Solvay et l’Institut de sociologie. Brusel 1946. 809 s.

[4] Fotoalbum Václava Rady.

[5] Kronika městyse Loděnice. Díl I. (1928--1942), s. 62-63, 261-263, 284.

[6] Prospekty společnosti Barbora.

[7] www.osf.cz/Barbora

[8] www.krref.krefeld.schulen.net/referate/chemie/r0013t00

[9] www.hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbase/phyhis/solvay

-hyn



V expozici je rovněž několik předmětů z pozůstalosti J. Cimrmana a také historické velocipédy, na nichž jezdili zaměstnanci do práce. Na obrázku je bicykl, sloužící během jízdy k nácviku správného držení těla při rozhovoru se šéfem

(Rytina z Tiskárny Printo, Dům Járy da Cimrmana, Ostrava, TNX OK2RZ)





Pohled do strojovny neboli mašínhausu, který byl a už opět je hlavním zdrojem energie v kamenolomu. Vlevo snímek z r. 1930, kdy byl ve strojovně dieselový motor Deutz. Vpravo dnešní rekonstruovaná strojovna s naftovým motorem Gerhard Adam o výkonu 8 HP (z Oskavy-Bedřichova na Severní Moravě), pohánějícím generátor 220/380 V, 10 kW a další stroje

ROZHLASOVÉ PŘIJÍMAČE PRO VKV A JEJICH OBVODY

Ing. Jan Šedivý

Toto číslo Konstrukční elektroniky je po delší době opět věnováno tématu z klasické radiotechniky. Jeho obsahem jsou obvody rozhlasových přijímačů VKV. Zabývat se budeme pouze koncepcí zapojení přijímače typu superhet. Text je rozdělen na dvě hlavní části.

První část obsahuje schéma zapojení jednotlivých funkčních bloků pro přijímače s tranzistory a integrovanými obvody, která jsou doplněna návrhem desek s plošnými spoji a podrobným popisem konstrukce, nastavení a uvedení do provozu. Dále jsou uvedeny informace o použitých součástkách a o konstrukci vf cívek. K popisu zapojení a konstrukce je připojena teoretická část, v níž je obecný popis principu funkce použitých obvodů nebo jejich částí a metodika nastavení. Na konci této části jsou uvedeny některé užitečné doplňky a pomůcky pro slaďování a oživování vf přístrojů.

V druhé části je popis konstrukce složitějšího tuneru VKV pro věrnou reprodukci s elektronkami. Konstrukční část je opět doplněna teoretickými poznatky s důrazem na odlišnosti zapojení a vlastností vf obvodů při použití elektronek. Publikace je určena všem zájemcům, kteří se zabývají návrhem, studiem nebo konstrukcí obvodů z vf a VKV přijímací techniky.

1. Základní koncepce

Na obr. 1 je znázorněno blokové schéma přijímače v superhetovém zapojení. Tento dobře známý obrázek uvádím pro zdůraznění skutečnosti, že v celém dalším textu jsou postupně uváděna zapojení jednotlivých funkčních bloků pro přijímače různé složitosti zapojení, přičemž konečnou sestavu přijímače a jeho vlastnosti definujeme výběrem konstrukce jednotlivých částí sestavy VKV vstupní jednotka + mf zesilovač s demodulátorem, za kterým případně následuje stereofonní dekodér, dekodér systému RDS atd.

U většiny rozhlasových přijímačů vstupní VKV jednotka tvoří vždy samostatný konstrukční blok, obvykle umístěný v krabičce se stínicími kryty. Obsahuje vždy vf předzesilovač, laděný obvod nebo propust vstupního signálu, směšovač, oscilátor a výstupní mf laděný obvod, který zajišťuje vhodnou výstupní impedanci pro připojení následujícího mezifrekvenčního bloku, jehož součástí jsou i příslušné filtry určující celkovou šířku pásma a mf selektivitu. Vstup jednotky je tvořen svorkami pro připojení antény, výstupem je mezifrekvenční signál o standardním mf kmitočtu 10,7 MHz (dále mf).

Mf blok v klasickém zapojení s tranzistory a integrovanými obvody se obvykle koncipuje v provedení mf předzesilovač (tzv. lineární mf část, sestavená z diskrétních součástek) a část zesilovač-omezovač-detektor.

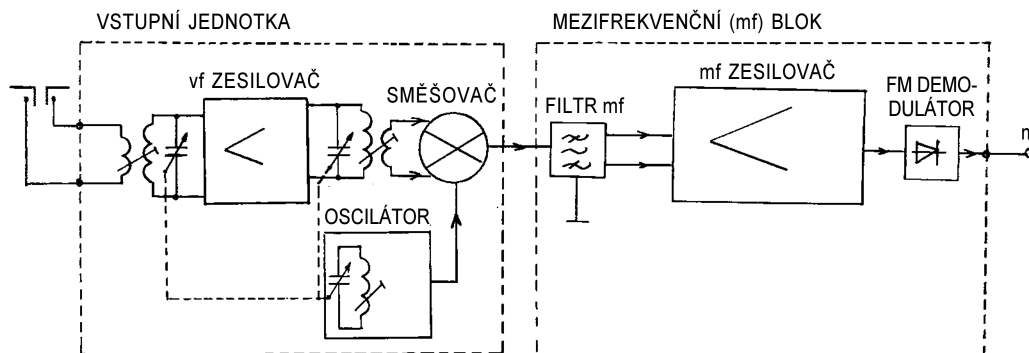
Dříve byla část zesilovač-omezovač-detektor též realizována z diskrétních zesilovacích stupňů s tranzistory nebo s elektronkami a mf selektivita byla realizována tak, že mezi jednotlivými stupni byly vázané pásmové propusti tvořené dvojitými laděnými obvody.

Integrované obvody pro mf zesilovače sdružují v jednom pouzdře širokopásmový zesilovač, vícestupňový omezovač a koincidenční diskriminátor pro detekci frekvenční modulace.

Celkovou mf selektivitu tvoří filtr zapojený na vstupu mf integrovaného obvodu za předzesilovačem (tzv. filtr soustředěné selektivity). Realizuje se jedním nebo dvěma keramickými filtry. U jakostních přijímačů z důvodu omezení možností vzniku intermodulace při silném signálu bývá osazen ještě třetí filtr mezi výstupem směšovače vstupní jednotky a mf předzesilovačem (lit. [1]).

2. Vstupní jednotka přijímače

Hlavními obvody vstupní jednotky jsou laděný vysokofrekvenční zesilovač, laděný obvod nebo propust pro přijímaný signál, směšovač a oscilátor. Jednotky pro přijímače vyšší třídy jakosti jsou doplněny ještě obvodem AFC pro dolaďování frekvence oscilátoru a AVC pro řízení zisku u vf zesilovače. Součástí jednotky přijímače s laděním pomocí frekvenční syntézy (PLL) je ještě monolitický IO PLL nebo alespoň oddělovací zesilovač signálu oscilátoru, který zamezuje ovlivňování činnosti oscilátoru číslicovými obvody syntézy. Dále jsou popsána zapojení s diskrétními součástkami i s integrovanými obvody.



Obr. 1 Blokové schéma rozhlasového přijímače pro VKV v superhetovém zapojení

2.1. Vf zesilovače

Úkolem vstupního zesilovače je primární zesílení signálu z antény, kdy požadujeme dostatečné zesílení a co nejmenší šumové číslo, přičemž musí být zajištěno správné přizpůsobení vstupní impedance tranzistoru k impedanci antény. Zesilovač musí být konstruován jako selektivní, laděný v souběhu s oscilátorem na kmitočet přijímané stanice.

U jednoduchých přijímačů bývá přizpůsobení vstupního tranzistoru k anténě aperiodické (tj. širokopásmové) přes celé přijímané pásmo a laděný obvod je zapojen až v kolektoru vstupního tranzistoru. Širokopásmové přizpůsobení má výhodu v možnosti dosáhnout menšího šumového čísla zesilovače zejména při použití bipolárních tranzistorů. Nevýhodou je, že jsou zesilovány všechny signály z celého pásma i z části mimo něj, a tím je zapojení méně odolné vůči intermodulaci způsobené silným signálem o frekvenci, na kterou není přijímač (resp. výstupní obvod zesilovače) právě naladěn.

Jako zesilovací prvek je vhodný bipolární nebo unipolární vf tranzistor.

U bipolárních tranzistorů je vhodné zapojení se společnou bází nebo tzv. kombinované zapojení (viz obr. 2 a obr. 3). Na obr. 2a je zapojení vf zesilovače s bipolárním germaniovým tranzistorem (AF139) technologie „mesa" v zapojení se společnou bází. Na obr. 2b a obr. 2c jsou měřicí zapojení, která slouží k experimentování s vf tranzistory a k měření jejich vlastností pro aplikace v technice VKV.

Zapojení se společným emitorem není vhodné, protože běžný vf tranzistor (např. KF125, BF200, BF906, AF139 apod.) má na kmitočtech okolo 100 MHz příliš velký zpětný přenos vlivem kapacity kolektor-báze, takže v tomto zapojení nezesiluje nebo je náchylný k rozkmitání.

Rovněž použití tranzistorů s ultralineární charakteristikou (BFR91, BFT66, BFY90 apod.) není vhodné, a to z několika důvodů.Tranzistory typu BFR90, BFR91, BFY90, KF190 apod. jsou určeny výlučně pro širokopásmová zapojení se společným emitorem. Přizpůsobení těchto tranzistorů na vstupu nečiní potíže, pokud nepožadujeme vstupní obvod úzkopásmový nebo přeladitelný. Na frekvencích okolo 100 MHz se také u těchto tranzistorů vzájemně liší přizpůsobení z hlediska šumového čísla a přizpůsobení výkonové (nelze současně nastavit maximální zisk a minimální šumové číslo). Šumové přizpůsobení je vázáno na vnitřní odpor zdroje signálu (generátoru nebo antény). Optimální výstupní odpor zdroje signálu má být pro tranzistor KF190 nebo BFT66 asi 200 až 250 Ω (viz lit. [3]). Výstupní impedance v kolektorovém obvodu je u těchto typů malá, řádově stovky ohmů, což velmi znesnadňuje připojení laděného obvodu. I při připojení kolektoru na odbočku cívky je rezonanční obvod značně zatlumen a vlivem zpětného přenosu tranzistoru a reaktančních složek impedance laděného obvodu mimo požadovaný kmitočet je zapojení náchylné k nestabilitě. Změna naladění obvodu v kolektoru také ovlivňuje vstupní impedanci tranzistoru, což v konečné bilanci zhoršuje šumové číslo zesilovače.

Naproti tomu v zapojení zesilovače se společnou bází pro frekvence asi do 250 MHz jsou použitelné všechny známé typy vf tranzistorů, jako např. KF125, KF525, BF255 , BF200, BF506 a BF509 nebo germaniové AF106, AF109, AF139, AF239, jejich české ekvivalenty GF 505 a GF507 nebo starší sovětské typy GT328 a GT346. Všechny vyjmenované tranzistory lze snadno získat z kanálových voličů starších TV přijímačů a pro vkv konstrukce jsou zvlášť vhodné.

Zapojení se společnou bází (obr. 2) se vyznačuje malým vstupním odporem řádu desítek ohmů a velkým výstupním odporem řádu až desítek kiloohmů. Parazitní kapacita *C*bc (mezi kolektorem a bází) nepůsobí destruktivně na stabilitu stupně, neboť se přičítá k ladicí kapacitě laděného obvodu na výstupu. Zapojení neobrací fázi, takže případný zpětný přenos vlivem kapacity *C*ce (mezi kolektorem a emitorem tranzistoru) nebo kapacit spojů při nevhodném rozmístění součástek konstrukce může způsobit rozkmitání zesilovače jen na naladěné frekvenci. Tento nežádoucí přenos samotného tranzistoru je možné snadno zatlumit vložením malého odporu (řádu desítek ohmů) mezi kolektor tranzistoru a živý konec laděného obvodu (obr. 2b) nebo lze připojit kolektor na odbočku rezonančního obvodu, aby se snížilo nakmitané napětí na kolektoru. Kolektorový rezonanční obvod není nijak tlumen, výstupní odpor tranzistoru je větší než je rezonanční odpor laděného obvodu.

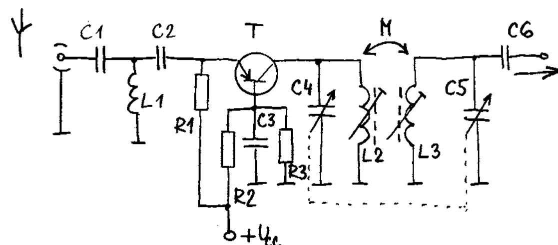
Realizace laděného obvodu na vstupu je problematická, pokud požadujeme, aby zesilovač byl přeladitelný přes celé přijímané pásmo a aby byl vstupní obvod co nejvíce selektivní (nepropouštěl na tranzistor jiné kmitočty než přísluší naladěné stanici).

Impedance antény je z hlediska úzkopásmového laděného obvodu *LC* malá a impedance vstupu tranzistoru ještě menší.

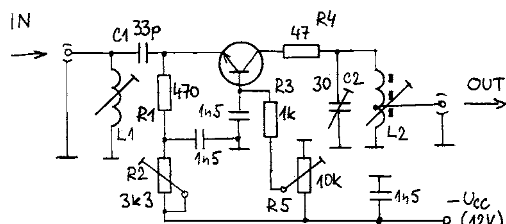
V zapojení na obr. 2a je vstupní přizpůsobovací obvod neladěný a je tvořen horní propustí (typu článek T) s kondenzátory C1 a C2 a cívkou L1. Propust potlačuje přenos signálu z antény na tranzistor pod svým mezním kmitočtem a směrem k nižším kmitočtům se jeví z obou stran jako velká impedance. Obvodem je možné dosáhnout velmi dobrého výkonového přizpůsobení při šířce pásma asi do 5 MHz.

Vstupní obvod s cívkou L1 a kondenzátorem C1 o kapacitě 33 pF v zesilovači podle obr. 2b zajišťuje dobré výkonové i šumové přizpůsobení v rozsahu frekvencí přibližně od 80 do 120 MHz. Výstupní obvod L2, C2 v kolektoru je laděný a přelaďuje se trimrem C2 v rozmezí od 70 až do 130 MHz. Kolektorový obvod má šířku pásma pro pokles 3 dB asi 5 MHz, činitel jakosti tohoto obvodu (a tím i celková šířka pásma) závisí na poloze odbočky na cívce L2, na kterou se připojuje zátěž (75 nebo 50 Ω). Požadovaný pracovní bod tranzistoru se nastavuje odporovými trimry R2 a R5. Zapojení bylo odzkoušeno s germaniovými tranzistory AF139 a AF109 a s křemíkovými tranzistory KF125, KF173 a BF509.

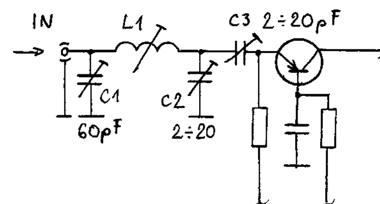
V zapojení podle obr. 2b a obr. 2c byly autorem testovány různé vf tranzistory kvůli měření výkonového zesílení a byl také zjišťován vliv stejnosměrného (ss) pracovního bodu na zesílení a celkový šum zesilovače. Pro měření



Obr. 2a. Vf zesilovač s tranzistorem v zapojení se společnou bází. Vstupní přizpůsobovací obvod je tvořen horní propustí typu článek T



Obr. 2b. Vf zesilovač s tranzistorem v zapojení se společnou bází. Vstupní přizpůsobovací obvod je tvořen článkem Γ. Cívka L1 má 4 závity na ∅ 4 mm drátu CuL ∅ 0,6 mm



Obr. 2c. Vf zesilovač s tranzistorem v zapojení se společnou bází. Vstupní přizpůsobovací obvod je tvořen dolní propustí typu článek Π. Cívka L1 má 6 závitů na ∅ 5 mm drátu CuL ∅ 1 mm a vinutí je mírně roztažené

šumu je vhodné zapojení vstupu podle obr. 2c. Přizpůsobovací článek je realizován rezonančním obvodem s cívkou L1 a třemi kapacitními trimry. Velikost kapacity *C1* určuje velikost vazby od vstupního konektoru na rezonanční obvod. Rezonanční kmitočet a velikost vazby na tranzistor se nastavuje kapacitou trimrů C2 a C3. Poměr kapacit *C3/C2* určuje provozní činitel jakosti laděného obvodu.

Pro germaniové tranzistory typu AF106, AF109 a AF139 včetně ekvivalentních typů je ss pracovní bod jednoznačně doporučován výrobcem a je uveden v katalogu. Má být U_{CE} = 9 V a I_C = 2,7 mA (AF109). V tomto pracovním bodu je šumové číslo nejmenší a zároveň zisk je největší (u AF139 byl změřen zisk asi 16 dB na kmitočtu 96 MHz).

Pokud chceme zisk zesilovače řídit signálem AVC, pak se zesílení tranzistorů mesa reguluje (resp. zmenšuje) zvětšováním kolektorového proudu až na asi 10 mA. Při zmenšení napětí U_{CE} u tranzistorů typu AFxxx na velikost 6 V pokleslo zesílení maximálně o 1 dB. Totéž platí pro pokles proudu I_{CE} na velikost 2 mA. Pro tranzistory řady AF pro použití ve vf zesilovači lze tedy jednoznačně doporučit pracovní bod U_{CE} = 6 až 9 V a I_C = 2 až 3 mA.

U křemíkových tranzistorů typu KF125, KF173 a BF509 autor nenalezl v katalogu od výrobců žádné jednoznačné doporučení pro volbu ss pracovního bodu. Náhodně vybraný tranzistor KF125 měl na kmitočtu 96 MHz zisk $G \approx$ 22 dB při U_{CE} = 6 V, I_C = 10 mA. Právě v tomto pracovním bodu bylo zesílení maximální. Stejný zisk tranzistor vykazoval při U_{CE} = 4 V a I_C = 8 mA. Při U_{CE} = 6 V a I_C = 1,6 mA klesl zisk asi o 3 dB. Při napětí U_{CE} = 5 V a I_C = = 2,6 mA měl zesilovač nejmenší šumové číslo, které však bylo zjišťováno pouze orientačně pomocí signálního generátoru a citlivého měřicího přijímače bez možnosti seriozně stanovit jeho skutečnou velikost. Lze říci, že závislost šumového čísla tranzistoru KF125 na poloze ss pracovního bodu je velmi plochá a optimum je velice nevýrazné. V jednotce VKV TESLA z přijímače T 816 má tranzistor KF125 zvolen pracovní bod U_{CE} = 5,2 V a I_C = asi 1,25 mA.

Tranzistor KF173 vykazoval největší vf zisk v pracovním bodu U_{CE} = 9 V a I_C = 10 mA. Při U_{CE} = 6 V a I_C = 4 až 10 mA byla závislost zisku na *Ic* prakticky nulová. Při U_{CE} = 6 V a I_C = 2 mA poklesl zisk o 3 dB oproti maximu. Změna pracovního bodu neměla pozorovatelný vliv na velikost šumového čísla.

Pro aplikace tranzistorů KF125 a KF173 v řízeném zesilovači je vhodný pracovní bod U_{CE} = 6 V a základní proud I_C = 8 až 10 mA. Regulace se provádí zvětšováním *Uce* při konstantním odporu v emitoru, čímž klesá proud I_C a zmenšuje se zesílení.

Dále bylo zjištěno, že i malá změna kolektorového proudu v pracovním bodu nastaveném na absolutně maximální zesílení (tj. I_C = 8 mA a U_{CE} = 9 V) má vliv na velikost kapacity C_{CB} tranzistoru, což vedlo k rozlaďování laděného obvodu v kolektoru zesilovače. Při menších kolektorových proudech (např. při I_C = 4 mA) byl tento vliv minimální.

Tranzistor BF509 je pro U_{CE} = 6 V použitelný při kolektorovém proudu v rozsahu I_C = 1,5 až 10 mA (maximální zisk je při $I_C \approx$ 4 mA). Pro U_{CE} = 9 V má zesilovač maximální zisk při I_C = 5 mA. Z hlediska šumu je optimální pracovní bod U_{CE} = 6,5 V a I_C = 2,5 až 3 mA.

Tranzistor BF316 měl maximální zisk při U_{CE} = 6 V a I_C = 5,5 mA nebo U_{CE} = 9 V a I_C = asi 6 mA .

V uvedených pracovních bodech měl tranzistor BF509 i nejmenší šumové číslo.

Pro tranzistor BF506 vyhovuje pracovní bod U_{CE} = 6 až 9 V a I_C = 4 až 5 mA. Tranzistory BF316 a BF506 jsou vhodné spíše pro oscilátory až do frekvence asi 900 MHz.

Experimentováním se zesilovačem zapojeným podle obr. 2c je možné přesně přizpůsobit skutečnou vstupní impedanci tranzistoru k odporu zdroje signálu.

Při vyladění na výkonové přizpůsobení má rezonanční obvod velmi ostrou charakteristiku (velký provozní činitel jakosti) a zesilovač má největší zisk (s křemíkovými tranzistory více než 25 dB). Šířka pásma vstupního obvodu je v tomto případě pouze asi 2 MHz a přizpůsobení vstupu je dobré (*ČSV* je lepší než 1,2). Vazba na tranzistor (*C3* $\approx$ 10 pF a C1 $\approx$ 50 pF) je volná. Šumové číslo je výrazně zhoršené.

Naproti tomu přizpůsobení z hlediska šumu vyžaduje zatlumený vstupní obvod. Všechny testované tranzistory měly nejmenší šumové číslo při opačném poměru kapacit *C3* a *C2*, než jaký odpovídal výkonovému přizpůsobení. Šumového přizpůsobení bylo dosaženo při *C3* = 20 pF, *C2* $\approx$ 5 pF a C1 $\approx$ $\approx$ 22 pF (měřeno na kmitočtu 96 MHz). Šířka pásma vstupního obvodu byla asi 12 MHz a impedanční přizpůsobení vstupního konektoru bylo špatné (*ČSV* = = 2,5 až 3). Oproti výkonovému přizpůsobení poklesl zisk asi o 6 dB.

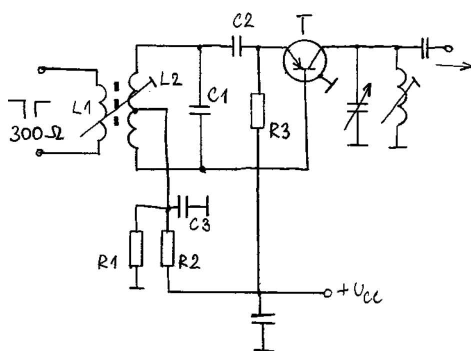
Výpočtem z nastavených hodnot součástek vstupního obvodu je možné určit skutečnou vstupní impedanci tranzistoru (provozní parametr s_{11} nebo Y_{11}) i výstupní impedanci zdroje signálu.

V tab. 1 jsou přehledně uvedeny vhodné vf tranzistory a jejich doporučené ss pracovní body.

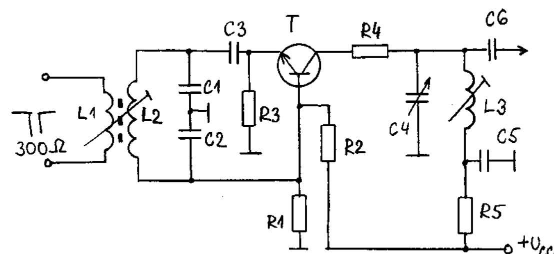
V aplikacích, ve kterých požadujeme vstupní selektivitu a vystačíme s pevným naladěním středního kmitočtu (např. vstupní obvody VKV radiostanic) dává dobré výsledky zapojení na obr. 4. Vstup je tvořen rezonančním obvodem se součástkami L1, C1 a C2. Anténa je připojena na odbočku cívky, čímž se vhodně transformuje malá impedance antény (75 Ω), takže obvod není příliš zatlumen. Pro lepší šumové přizpůsobení zvolíme odbočku výše, musíme se však smířit s větším nepřizpůsobením na vstupu. Rezonanční impedance na živém konci L1 je transformována dolů působením kapacity C2. Směrem k nižším kmitočtům je impedance rezonančního obvodu v místě připojení emitoru tranzistoru velká, takže nevzniká potenciální nebezpečí nestability tranzistoru na nižších kmitočtech. Šířka přenášeného pásma tohoto zapojení závisí na provozním činiteli jakosti celého obvodu L1,C1,C2, resp. na poměru kapacit *C1* a *C2* a na připojení anténní odbočky. Prakticky je vhodné zvolit provozní jakost obvodu tak, aby šířka propustného pásma byla asi 3 až 5 % jmenovitého středního kmitočtu. Při zúžení šířky pásma zmenšením C2 a posunutím anténní odbočky směrem ke studenému konci se sice zvětší provozní činitel jakosti laděného obvodu, ale zvětší se i ztráta energie v obvodu vlivem konečného činitele jakosti obvodu naprázdno. Chceme-li širší pásmo, je obvod použitelný asi do 10 % jmenovitého středního kmitočtu, aniž vznikne výrazná ztráta pře-

Tab. 1. Tranzistory vhodné pro vf zesilovač a jejich doporučené ss pracovní body

Tranzistor	Typ	G_{max}		Vf zesilovač	
		I_C [mA]	U_{CE} [V]	I_C [mA]	U_{CE} [V]
KF125	NPN	10 4	6 8	1,5 až 2,6	5
KF173	NPN	10 4 až 10	9 6	2,0 až 3,0	6
BF509	PNP	4 5	6 9	2,5 až 3,0	6,5
BF316	PNP	5,5 6	6 9	5 5 až 6 2 až 6 (typ. 4) 2 až 5 2 až 6	6,0 9 9 (pro osc.) 6 (pro osc.) 8
BF506	PNP	4 až 5	6 až 9	4 až 5	6 až 9 (pro osc.)
AF109	PNP	2,7	6 až 9	2,7	6 až 9
AF139	PNP	2 až 3	6 až 9	2,5	6 až 9
GF505	PNP	2 až 3,5	6 až 9	2,5	6 až 9



Obr. 3a. Vf zesilovač s tranzistorem v kombinovaném zapojení (se společnou bází i emitorem). Vstupní přizpůsobovací obvod je neladěný, uzemněný bod je tvořen odbočkou na cívce L2



Obr. 3b. Vf zesilovač s tranzistorem v kombinovaném zapojení. Vstupní obvod je neladěný, uzemněný bod je tvořen kapacitním děličem C1, C2

nosu. Při volbě zatlumení na šířku pásma asi 5 % jmenovitého středního kmitočtu je přibližně optimální i šumové přizpůsobení. Podmínkou je kvalitní provedení cívky s malými ztrátami (činitel jakosti Q = 200 naprázdno není u cívky s několika závity problém).

Na vstupu je možné použít i pásmovou propust vytvořenou ze dvou vázaných laděných obvodů (obr. 6a). Přizpůsobení je možné dosáhnout odbočkami na obou cívkách. Obvody jsou vázány magnetickým polem. Při tomto zapojení je možné celou propust snadno přelaďovat varikapy nebo otočným kondenzátorem.

Základní nevýhodou je výrazné zhoršení šumového čísla zesilovače, neboť i při sebelepším provedení propusti bude její vložný útlum minimálně 2 až 3 dB, a ten se fakticky připočítá k šumovému číslu zesilovače. Toto zapojení se používá tam, kde preferujeme zvýšenou odolnost proti intermodulačnímu rušení, např. u měřicích přijímačů apod.

Optimální volba vzájemné vazby mezi obvody, konečná konstrukce a nastavení takové propusti jsou značně obtížné, má-li mít propust v zapojení požadovanou účinnost a malý vložný útlum. K nastavení se používá rozmítač s impedančním můstkem, kterým se měří průběh přizpůsobení impedance na vstupu (*ČSV* nebo činitel odrazu) a tím i přenos signálu do tranzistoru, který tvoří reálnou zátěž. Při kritické vazbě mezi obvody ($k \cdot Q$ = 1) je přenos z antény do tranzistoru maximální při vyladění obou obvodů do rezonance, mimo rezonanci se přenos i přizpůsobení zhoršuje a propust odráží nežádoucí signály zpět do anténního napáječe. Na obr. 6b je plnou čarou vynesen průběh vstupního *ČSV* (v závislosti na kmitočtu) při správném nastavení vazby mezi laděnými obvody, přerušovaně jsou vyznačeny průběhy *ČSV* při nesprávném nastavení vazby.

Na tomto místě je nutné podotknout, že dvojitá laděná propust na vstupu při nesprávné volbě vazby mezi obvody (viz obr. 6b) dává horší výsledky (resp. větší šířku přenášeného pásma do tranzistoru) než jednoduchý laděný obvod.

Na obr. 5 je zapojení jednoduchého selektivního vstupního obvodu laděného varikapem. Zapojení bylo úspěšně používáno ve vstupní jednotce dvounormových stolních i automobilových radiopřijímačů výroby TESLA Bratislava v 80. letech 20. století.

Podle měření autora má zapojení celkem dobré přizpůsobení (*ČSV* = 2 na dolních frekvencích v okolí 70 MHz a *ČSV* = 1,5 u horního konce pásma na kmitočtech 100 až 108 MHz), celá jednotka měla citlivost do 2 μV (s tranzistorem KF125 na vstupu). Ladění varikapem KB109 je navržené přes obě rozhlasová pásma (OIRT i CCIR). Emitor tranzistoru je připojen přes malý kondenzátor C2 o kapacitě 8,2 pF na střed kapacitního děliče tvořeného varikapem a dolaďovacím trimrem C1.

Při naladění přijímače na dolní konec pásma je dělicí poměr děliče varikap/trimr menší (varikap má větší kapacitu) a impedance ve středu děliče je větší. Aby se obvod nepřiměřeně nezatlumil, je tranzistor připojen přes kondenzátor C2, který svou reaktancí zmenší rezonanční odpor obvodu L1, C1, D1 v místě připojení tranzistoru.

Naopak při přelaďování směrem k vyšším kmitočtům impedance na děliči klesá a dělicí poměr rezonanční impedance v místě spojení C1, D1, C2 se zvětšuje. Naproti tomu se zmenšuje kapacitní reaktance XC2 kondenzátoru C2 a se vzrůstajícím kmitočtem také dále klesá vstupní impedance tranzistoru, takže i při přeladění vstupu v rozsahu 40 MHz je přijatelným způsobem zajištěno přizpůsobení i vstupní selektivita celé VKV jednotky. V tomto zapojení nelze použít otočný kondenzátor s uzemněným rotorem.

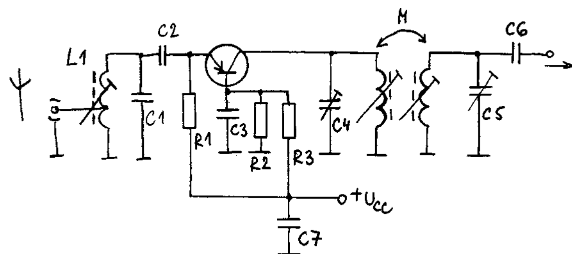
Vraťme se nyní ještě k neladěnému přizpůsobení vstupu bipolárního tranzistoru v zapojení podle obr. 3. Jedná se o tzv. kombinované zapojení se společným emitorem a bází.

Vstupní obvod je tvořen mírně zatlumeným laděným obvodem L2, C1 a C2. Signál z anténního dipólu se na obvod indukuje transformátorovou vazbou vazební cívkou L1. Sekundární cívka L2 vstupního rezonančního obvodu má odbočku, která je pro vf signál uzemněna přes kondenzátor C3. Tím je napětí sekundárního obvodu rozděleno proti zemi na dvě části, začátek i konec cívky L2 jsou pro vf signál živé.

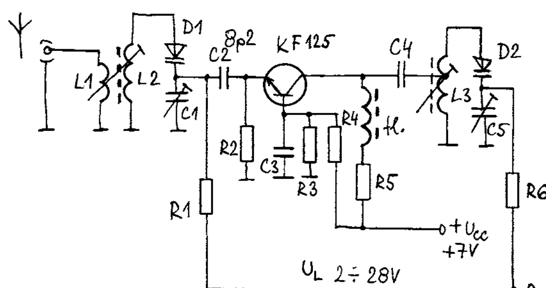
Z dolní části L2 je přímo buzena báze vstupního tranzistoru, z horní části je přes kondenzátor C2 (který upravuje vazbu a snižuje impedanci) připojen emitor tranzistoru. Podle umístění odbočky na L2 se zapojení blíží více typu se společnou bází nebo se společným emitorem.

Zapojení je vhodné při požadavku na symetrický anténní vstup 300 Ω (anténa připojena dvoulinkou). Cívka L2 se volí s asi dvojnásobným počtem závitů než cívka L1 a s odbočkou uprostřed, resp. vinutí obou cívek je trifilární se stejným počtem závitů všech vinutí a L2 je vytvořena sériovým spojením dvou krajních vinutí.

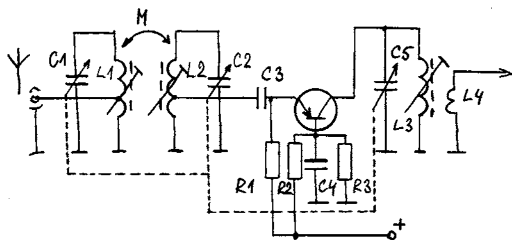
Tímto zapojením lze dosáhnout menšího šumového čísla a většího zesílení při zachování vysokého výstupního odporu v kolektorovém obvodu než při prostém zapojení se společnou bází. Sekundární obvod se ladí na střed



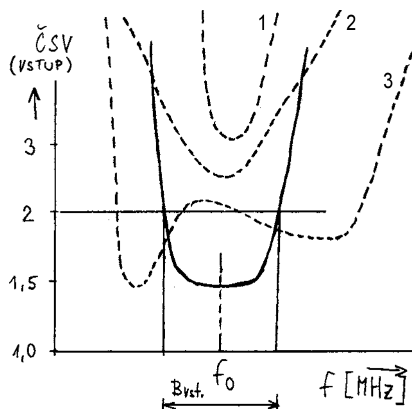
Obr. 4. Vf zesilovač s tranzistorem v zapojení se společnou bází. Vstupní přizpůsobovací obvod je tvořen pevně laděným selektivním rezonančním obvodem



Obr. 5. Vf zesilovač s tranzistorem v zapojení se společnou bází. Vstupní přizpůsobovací obvod je tvořen selektivním rezonančním obvodem laděným varikapem D1



Obr. 6a. Vf zesilovač s tranzistorem v zapojení se společnou bází. Vstupní přizpůsobovací obvod je tvořen pásmovou propustí tvořenou dvěma vázanými přelaďovanými rezonančními obvody



Obr. 6b. Průběh závislosti vstupního ČSV na kmitočtu f vstupního přizpůsobovacího obvodu z obr. 6a. Plnou čarou je vynesen průběh při správném nastavení vazby M mezi laděnými obvody (cívkami L1 a L2). Čárkované průběhy 1 a 2 odpovídají příliš malé vazbě a chybně zvoleným odbočkám na cívkách, čárkovaný průběh 3 odpovídá příliš velké vazbě

přijímaného pásma a vlivem zatlumení připojeným tranzistorem je naladění ploché s provozní šířkou pásma asi 5 MHz.

Alternativa téhož zapojení je na obr. 3b, uzemněný bod je vytvořen kapacitním děličem, vinutí L1 a L2 je bifilární. Zapojení je vhodné pro vstupní obvody radiostanic na kmitočtech do 150 MHz.

O stejnosměrném pracovním bodu vf tranzistorů bylo již pojednáno dříve.

Na závěr tedy shrnutí: Doporučený stejnosměrný pracovní bod u germaniových tranzistorů typu AFxxx, GFxxx a sovětských je: I_C = 2 až 3 mA a $U_{CE} \approx$ ≈ 9 V (6 až 10 V). Zesílení těchto tranzistorů je závislé více na proudu I_C. Tranzistor AF109 je určen pro zesilovače řízené AVC, vrchol regulační charakteristiky je pro I_C = 2,7 mA, zisk se zmenšuje zvětšováním kolektorového proudu. Tranzistor se používá v kanálových voličích pásma VHF v televizorech. Šumové číslo zesilovače ve vstupní jednotce pro pásmo VKV CCIR může být s tranzistorem AF109 nebo AF139 okolo 4 dB, ostatní typy (GF 505) jsou horší.

U křemíkových tranzistorů typu KF125, KF525, KF173 a BF255 volíme pro dosažení nejmenšího šumového čísla ss pracovní bod: U_{CE} = 6 až 10 V a I_C = 1,5 až 2,5 mA. Pro typ KF525 výrobce udává šumové číslo F = 4 dB (na frekvenci 100 MHz a při odporu zdroje signálu Rg = 100 Ω) nebo F = 2 dB (na frekvenci 200 MHz a při odporu zdroje signálu Rg = 200 Ω).

Na obr. 7 je zapojení vstupního zesilovače s tranzistorem MOSFET. Zapojení je vhodné pro jakostní vstupní jednotky rozhlasových přijímačů hi-fi a automobilových přijímačů.

Vstupní i výstupní odpor tranzistorů MOSFET je velký, takže není problém realizovat selektivní laděný zesilovač. Rezonanční obvod musí být na vstupu i na výstupu. Výstupní obvod musí být na tranzistor navázán jen volně, jinak by celkové zesílení na kmitočtech řádu stovek MHz překročilo stabilní velikost. Tranzistor je v zapojení se společným emitorem a pracovní bod musí být stabilizován odporovými děliči v obou hradlech a blokovaným odporem v emitoru. Vhodné typy tranzistorů pro rozhlasové vstupní jednotky jsou KF907, KF964 , KF910 a KF 982.

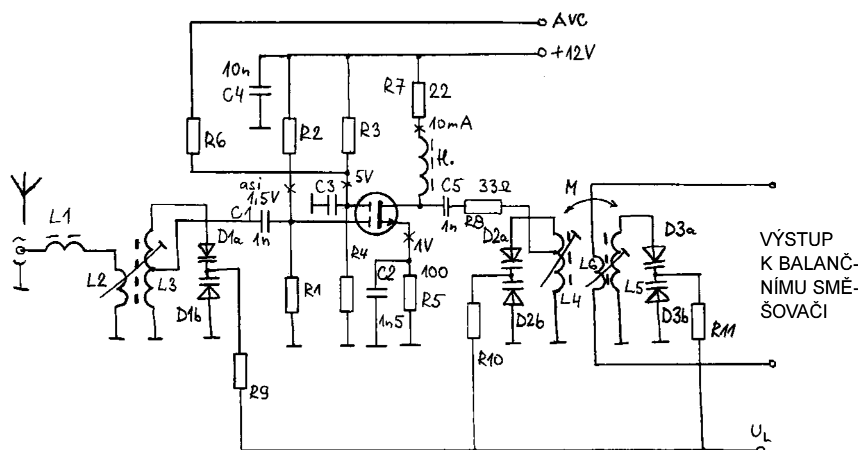
Napětí U_{DS} prvních tří typů výrobce doporučuje 15 V, odzkoušeno je praktické zapojení i při $U_{DS} \approx$ 10 až 12 V. Typ KF 982 je speciálně vyvinutý tranzistor pro vstupní jednotky rozhlasových přijímačů a doporučené napětí U_{DS} je 10 V, autor odzkoušel provoz zesilovače při U_{DS} = 8 V v jednotce do automobilového přijímače (viz lit. [6]). Optimální proud I_{DS} pro všechny typy je 10 mA.

Stabilizace pracovního bodu pomocí napětí na obou hradlech je nezbytná ze dvou důvodů. První důvod je výrobcem doporučené napětí U_{G2S} = 4 V a zároveň proud I_{DS} = 10 mA, který lze nastavit buď změnou U_{G2S} mimo stanovené 4 V nebo změnou napětí U_{G1S}. Při nulovém napětí U_{G1S} byl procházející proud u několika náhodně vybraných tranzistorů vždy menší než 10 mA, takže bylo nutné na první hradlo připojit napětí asi 0,5 V proti emitoru. Dalším důvodem ke složitějšímu zapojení ss obvodů pracovního bodu je požadavek nezničitelnosti vstupního tranzistoru při přebuzení silným vf signálem z antény. V zapojení musí být emitorový rezistor R5 o odporu asi 100 Ω, který omezí proud I_{DS} na přípustnou velikost při přebuzení zesilovače, při kterém režim tranzistoru přechází ze třídy A do přebuzeného nelineárního stavu a proud tranzistorem v nestabilizovaném zapojení silně vzrůstá. Tranzistor lze přebudit signálem z antény větším než 100 mV, kdy se na vstupním laděném obvodu nakmitá napětí až několik voltů. Ač se zdá napětí 100 mV vf signálu z antény obrovské, vyskytuje se při zaměření antény na blízký silný vysílač (viz dále). Jmenovité napětí na emitorovém rezistoru je přesně 1 V, na druhém hradle má být 5 V proti kostře, velikostí odporu $R2$ nastavíme předepsaný pracovní bod tranzistoru. Pro rozhlasové vstupní jednotky nejsou vhodné tranzistory pro UHF aplikace typu KF966 a BF966, tranzistory BF905, BF960 a BF961 autor neodzkoušel.

Signál z antény je na vstupní laděný obvod L3, D1a a D1b navázán indukčně vazebním vinutím L2, se kterým je do série připojena ještě cívka L1 o malé indukčnosti.

U tranzistorů MOSFET se dvěma hradly je na kmitočtu okolo 100 MHz výrazný rozdíl mezi výkonovým a šumovým přizpůsobením. Při experimentálních konstrukcích zesilovačů tohoto typu autor měřením ověřil, že pro výkonové přizpůsobení je třeba zvolit větší provozní činitel jakosti vstupního obvodu, první hradlo připojit na nižší odbočku laděného obvodu a anténu připojit volnější vazbou. Zvětší se selektivita i zesílení, výrazně se však zhorší šumové číslo (až o několik dB). To je nežádoucí. Proto je lépe zvolit kompromis tak, že hradlo je připojeno na odbočku asi ve 2/3 až 3/4 celkového počtu závitů. Odbočku výše volíme při použití varikapů s větší kapacitou (KB109, KB304), se kterými je při naladění menší poměr L/C, nižší odbočku volíme při použití varikapů typu KB205, BB121 apod.

Anténa je připojena přes vazební cívku L2. Při vyladění vstupního obvodu do rezonance je výkonové přizpůsobení



Obr. 7. Vf zesilovač s tranzistorem MOSFET

přijatelné (*ČSV* je asi 2 až 2,5), pro dosažení minimálního šumu však bylo nutné obvod nepatrně rozladit, takže vstupní impedance už nebyla čistě reálná a přizpůsobení k anténě se zhoršilo. Tak byl nakonec zvolen kompromis zařazením další cívky L1 do anténního přívodu, aby byla částečně kompenzována jalová reaktance nepřesně naladěného vstupního laděného obvodu, který musí být naladěn kompromisně na maximální citlivost celého přijímače někde mezi optima výkonového a šumového přizpůsobení.

Výstupní obvod tvoří pásmová propust s cívkami L4 a L5, kolektor tranzistoru je na propust navázán přes kondenzátor C5 a rezistor R8 na odbočku cívky L4. Těmito součástkami je možné nastavit celkové zesílení s ohledem na zisk celé jednotky a celkové šumové číslo.

Omezujícím faktorem z hlediska zvyšování zisku je míra odolnosti spojení vstupní zesilovač-směšovač ve vztahu ke vzniku intermodulačního rušení. Rozumným kompromisem z hlediska citlivosti celé jednotky versus odolnost na intermodulace je předřadit před dobré směšovače v symetrickém provedení (viz dále) vstupní zesilovač se ziskem asi 15 až 22 dB. Další zvětšení zisku na vstupu již nevede k výraznějšímu zvětšení citlivosti omezené šumem (resp. ke zmenšení šumového čísla kaskády - viz např. Frisův vzorec v lit. [1]), ale výrazně zhorší intermodulační odolnost, resp. sníží se práh jejího vzniku - stačí menší napětí nežádoucích signálů na vstupu přijímače k vyvolání nežádoucího intermodulačního rušení v přijímači.

Ladění obvodů je realizováno dvojicemi varikapů, do konstrukcí jsou vhodné tříděné varikapy na souběh průběhu kapacity v závislosti na ladicím napětí. Vhodné typy jsou KB109, BB139 s větší kapacitou, dále typy BB205 a BB121 s menší kapacitou (původně určené pro ladění UHF částí kanálových voličů TV přijímačů) a také BB304 nebo KB304.

Poslední jmenované typy jsou dvojice varikapů v jednom pouzdře a jsou přímo určeny pro ladění rozhlasových vstupních jednotek v pásmu 88 až 108 MHz. Vyznačují se velkou počáteční kapacitou, laděné obvody s nimi mají menší poměr *L*/*C*, takže jsou méně náchylné na vznik intermodulačních produktů.

Všechny varikapy jsou nelineární součástky a při velkém nakmitaném napětí na rezonančních obvodech, ve kterých jsou použité k ladění, se chovají jako silně nelineární kondenzátory, které mění svou kapacitu v rytmu přiváděného vf signálu, takže obvod periodicky rozlaďují a vznikne výrazný intermodulační produkt, pokud se na obvod dostane více silnějších signálů s blízkými frekvencemi.

Ani protitaktní zapojení dvojice varikapů tento jev zcela neodstraní. Jev vzniká při napětí od několika set milivoltů na rezonančním obvodu.To je napětí, které se může nakmitat na obvodech pásmové propusti za vstupním zesilovačem v ladicím dílu už při signálu z antény o napětí větším než 1000 µV.

Aby tyto jevy nevznikaly a nenastávalo rušení, bývá u jakostních vstupních jednotek hi-fi přijímačů a v přijímačích do vozidel používáno tzv. širokopásmové AVC. Obvody AVC jsou součástí integrovaných obvodů pro vstupní jednotky (TDA1574, TDA1575 - viz dále) a pracují tak, že je detekováno veškeré napětí nakmitané na rezonančním obvodu. Pokud toto napětí dosáhne kritické velikosti (bez ohledu na naladěnou frekvenci přijímače, protože přijímač může být naladěn na slabou stanici v těsné blízkosti velmi silného signálu, který též projde propustí a způsobí rušení nebo zablokuje směšovač), AVC sníží zisk vstupního zesilovače zmenšením napětí na druhém hradle vstupního tranzistoru.

Šumové číslo zesilovače s tranzistorem MOSFET dosahuje při dobrém provedení konstrukce laděných obvodů velikosti kolem F = 1 dB. Tranzistory MOSFET mají někdy sklon ke kmitání na velmi vysokých kmitočtech (asi 1 až 2 GHz) v mikrovlnném pásmu vlivem různých parazitních kapacit a indukčností přívodů a spojů. Tomuto kmitání lze zamezit navlečením miniaturní feritové perličky na přívod k druhému hradlu, emitor tranzistoru musí být dobře blokován kondenzátorem, který se chová jako kapacita až do frekvencí řádu GHz, na kterých je tranzistor schopen ještě zesilovat.

Signál pro směšovač se odebírá z druhé cívky (L5) pásmové propusti vazebním vinutím L6, které musí být umístěno u studeného konce cívky L5.

Vazba mezi laděnými obvody výstupní pásmové propusti má být přibližně kritická ($k{\cdot}Q \approx 1$), cívky L4 a L5 jsou vázány vzájemnou indukčností vytvořenou společným magnetickým polem obou cívek.

Při přelaďování frekvence se mění poměr *L*/*C* a tím i proud procházející cívkami, takže se mírně mění i činitel vazby celé propusti. Prakticky realizovatelná šířka pásma propusti při použití cívek navinutých lakovaným drátem o průměru 0,5 mm na kostřičkách o průměru 5 mm s vf feritovým jádrem N01P (fialové) je asi 1,5 až 3 MHz. Propust je důležitá především z hlediska potlačení zrcadlových kmitočtů a dále omezuje přenos silných signálů do směšovače mimo naladěné frekvence.

Praktické provedení laděných obvodů a rozmístění součástek je popsáno u konstrukce jakostní vstupní jednotky pro hi-fi přijímače.

2.2. Vf intermodulace a křížová modulace

K informacím o vf zesilovačích shrňme podrobněji poznatky týkající se nežádoucích jevů, jako jsou vznik intermodulačních produktů a křížová modulace. Tyto parametry bývají při různých konstrukcích i v profesionální praxi často opomíjeny a při současných příjmových podmínkách rozhlasového vysílání v pásmu VKV CCIR jsou možná důležitější než absolutní vf citlivost přijímače.

Pro lepší pochopení problému uveďme alespoň velmi hrubé přiblížení velikosti vf signálů z antény, jak je naměřil při praktických pokusech autor, a které se mohou na vstupu přijímače v praktickém provozu vyskytnout. K příjmu rozhlasových vysílačů použijeme skládaný dipól nebo tříprvkovou anténu se symetrizačním členem, který přizpůsobuje k zářiči koaxiální kabel o vlnovém odporu 75 Ω.

Máme-li v blízkosti asi 3 km na přímou viditelnost vysílač o výkonu 10 kW (např. v Praze Radio Bonton), pak anténa dodá do přijímače signál o velikosti až 100 mV!! Prutová anténa na vozidle dodá za stejných podmínek signál o velikosti asi 10 až 20 mV.

Příjem signálu z vysílače Praha Žižkov o výkonu 1 kW ve vzdálenosti asi 7 km na přímou viditelnost dodá ze skládaného dipólu napětí o velikosti 10 až 50 mV (tj. úroveň asi 80 až 93 dBµV).

Budeme-li na přímou viditelnost přijímat vysílač o výkonu 10 kW ve vzdálenosti asi 100 km (v Praze je to např. Radiožurnál 90,9 MHz z Bukové hory), pak má přijímaný signál napětí 1,8 až 10 mV (tj. jeho úroveň se pohybuje v rozmezí asi 65 až 80 dBµV).

Tentýž vysílač 100 km vzdálený, přijímaný v terénu v okolí Prahy v průměrně otevřené krajině, kde není na vysílač přímá viditelnost a nejsou bezprostřední překážky ve směru příjmu, poskytuje úroveň přijímaného signálu asi 40 až 65 dBµV.

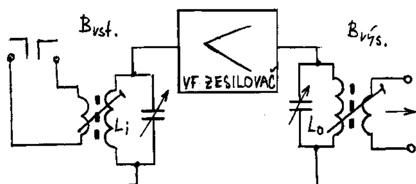
Úroveň signálu z antény v rozmezí asi 40 až 74 dBµV (tj. napětí od 100 µV do 5 mV) můžeme považovat za průměrné příjmové podmínky pro zaručené pokrytí území signálem v případě, že není v blízkosti žádný místní vysílač.

Signály o napětí pod 100 µV lze považovat za slabší. Pocházejí od vzdálených vysílačů, od vysílačů s malým výkonem, při zastínění terénem nebo při příjmu autoanténou.

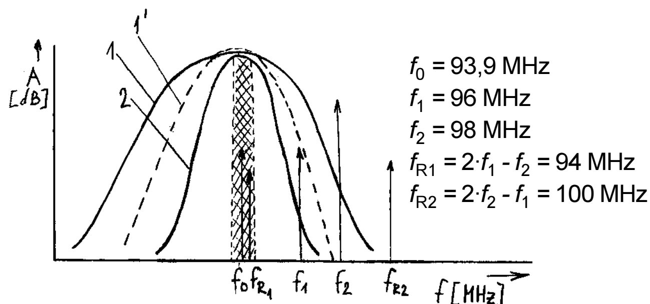
Výkonné vysílače umístěné na kopcích s velkou nadmořskou výškou (např. na Bukové hoře, na Ještědu, na Pradědu, na Černé hoře v Krkonoších apod.) lze zachytit velmi daleko. Např. i v jižních Čechách daleko pod Táborem v mírně vyvýšené otevřené krajině (ve vzdálenosti větší než 200 km od vysílače) byla naměřena úroveň příjmu z Bukové hory asi 10 až 20 µV. Tentýž vysílač byl zachycen na severu až v okolí Berlína v SRN.

Uvedené velikosti signálů jsou jen velmi hrubě zprůměrované výsledky různých měření prováděných autorem na různých místech a mají demonstrovat rozmezí signálů, které musí být kvalitní přijímač schopen bez zkreslení zpracovat.

Pokrytí se samozřejmě značně liší podle konkrétního místa příjmu, jeho nadmořské výšky, umístění antény



Obr. 8a. Blokové schéma vf zesilovače



Obr. 8b. Vznik intermodulace ve vf zesilovači. 1 a 1' jsou rezonanční křivky vstupního obvodu, 2 je rezonanční křivka výstupního obvodu

apod. Prakticky změřené hodnoty však jistě rozptýlí často existující představu, že signál na anténních zdířkách přijímače dosahuje vždy jen několika desítek µV, a proto je nezbytný přijímač o citlivosti 1 a méně µV (!).

Podívejme se nyní na obr. 8a. Tam je zjednodušeně nakreslen vstupní zesilovač se dvěma laděnými obvody pro přijímaný kmitočet. Ideální zesilovač by pouze lineárně zesiloval vstupní napětí libovolné velikosti. Kdybychom připojili na jeho vstup anténu, která přijímá současně několik stanic s různými frekvencemi a různými intenzitami signálu, obdrželi bychom na jeho výstupu jen zesílený signál téhož spektrálního rozložení. V praxi takový zesilovač neexistuje.

Přenosová funkce A = F(z) reálného zesilovače je vždy nějak nelineární a míra této nelinearity je dále závislá na velikosti signálu, který chceme zesilovat.

Pro jednoduchý výklad uvažujme, že na vstup přijímače přichází dva signály o blízkých frekvencích f_1 a f_2. Na výstupu ideálního zesilovače by byly opět jen signály těchto dvou frekvencí. Přítomnost alespoň dvou signálů na vstupu nelineární zesilovací součástky však vytvoří při průchodu tímto prvkem celé spektrum různých dalších nepříjemných a nežádoucích intermodulačních a harmonických kmitočtů, které může být popsáno vztahem:

$$f_{r+s} = \pm r \cdot f_1 \pm s \cdot f_2$$

Součet parametrů $n = r + s$ označujeme jako řád intermodulačního produktu (říkáme produkt *n*tého řádu), resp. řád nelinearity zesilovací součástky. Za *r* a *s* dosazujeme celá čísla 0, 1, 2, 3, atd.

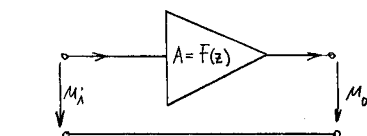
Na obr. 8b je znázorněna amplitudová přenosová charakteristika zesilovače vstupní VKV jednotky přijímače, který má na vstupu i na výstupu laděný obvod, přičemž šířka přenosu vstupního obvodu (křivka 1) je větší než šířka přenosu obvodu na výstupu (křivka 2).

Přijímač je naladěn např. na frekvenci f_0 = 93,9 MHz, užitečná šířka pásma naladěné stanice f_0 je vyšrafována. Zároveň do přijímače přicházejí ještě další dva signály o kmitočtech např. f_1 = 96 MHz a f_2 = 98 MHz. Signály jsou tak silné, že se uplatňuje nelinearita zesílení aktivního prvku (tranzistoru). Signály f_1 i f_2 spadají do pásma propustnosti vstupního obvodu se selektivitou B_{vst} (křivka 1 na obr. 8b). Vlivem nelinearity přenosu 3. řádu vzniknou další dva signály f_{R1} a f_{R2}, které nebyly na vstup přivedeny. Vidíme, že při výskytu signálů s frekvencemi f_1 a f_2 na vstupu se objeví na výstupu ještě signál s kmitočtem $f_{R1} = 2 \cdot f_1 - f_2$ = = 94 MHz a bude silně rušit užitečný signál, neboť spadá do šířky pásma přenosu užitečného signálu f_0 = = 93,9 MHz a projde výstupním obvodem. Na výstupu zesilovače se objeví ještě signál o kmitočtu f_{R2} = 100 MHz, ten se však neuplatní, neboť jej nepropustí obvod na výstupu zesilovače a je mimo naladění přijímače.

Na výstupu se objeví kromě uvedených produktů třetího řádu i produkty druhého řádu, tj. součet, rozdíl a druhé harmonické obou vstupních signálů. Ty jsou však bezpečně mimo přijímané pásmo a mimo propustné pásmo výstupního obvodu, takže tolik neškodí. Avšak rušící kmitočet f_{R1} již nelze v žádném dalším obvodu přijímače z užitečného signálu odstranit !

Nyní za stejných podmínek jako v předchozím příkladu zmenšíme šířku pásma vstupního obvodu tak, jak je znázorněno na obr. 8b čárkovaně (křivka 1'). Signál f_2 se dostane mimo pásmo propustnosti vstupního obvodu a již nepřichází na aktivní prvek zesilovače. Po tomto zásahu do zesilovače se možná zhorší jeho šumové číslo nebo absolutní vf citlivost celého přijímače, ale zmizí rušící produkt o frekvenci f_{R1}.

Jinými slovy - vyladíme-li přijímač na frekvenci odpovídající intermodulačnímu produktu, pak zachytíme signál, který ve skutečnosti neexistuje a na anténě není! Uvážíme-li skutečnost, že rušivý intermodulační produkt způsobený přítomností signálu dalších dvou stanic, na které vůbec není přijímač naladěn, může při zbytečně širokém pásmu propustnosti vstupního obvodu zcela znemožnit užitečný příjem naladěné stanice, pak je zřejmé, že absolutní vf citlivost a malé šumové číslo dané širokým vstupním obvodem a velkým zesílením zesilovače na vstupu není možné prakticky využít.



$$u_i = U_1 \cdot \sin(\omega_1 \cdot t) + U_2 \cdot \sin(\omega_2 \cdot t)$$
$$u_o = u_i \cdot F(z)$$

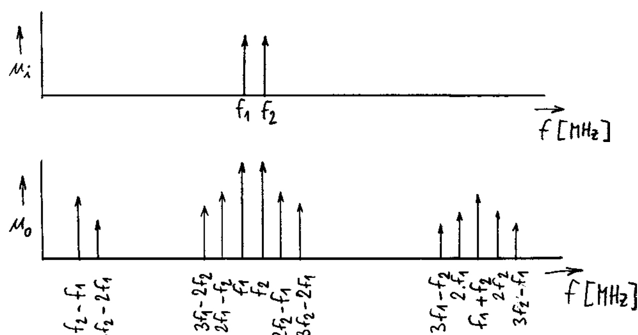
Obr. 9a. Vf zesilovač s vyznačeným vstupním signálem u_i a výstupním signálem u_o

Jak již bylo uvedeno při popisu zesilovače s tranzistorem MOSFET s výstupní propustí laděnou varikapy, může intermodulace vzniknout i na výstupu, byť tranzistor sám o sobě je dostatečně lineární.

Obdobný případ vzniku intermodulačního rušení vznikne ve směšovači připojeném za vf zesilovač, pokud silnější a ve vstupním zesilovači zesílené nežádoucí signály projdou výstupním filtrem v kolektoru tranzistoru vstupního zesilovače do směšovače.

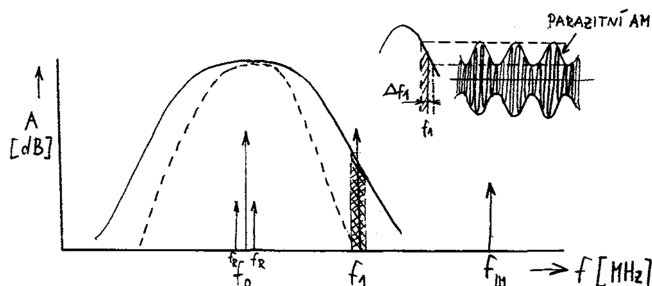
Na obr. 9a až obr. 9c je přehledně znázorněno spektrum různých intermodulačních produktů do 5. řádu při dvou frekvencích, které se mohou prakticky vyskytnout ve vf obvodech přijímačů (podrobněji viz např. lit. [5]).

Zbývá ještě zdůraznit skutečnost, že úroveň rušivého intermodulačního produktu není přímo úměrná velikosti signálů, které jej způsobují. Zpravidla existuje ostrá hranice úrovní vstupních signálů daná maximální vybuditelností aktivních prvků, při jejímž překročení začínají intermodulační produkty vznikat v nežádoucí míře. Z těchto důvodů také není nezbytně nutné, aby musely být všechny signály, které mohou rušení generovat, absolutně potlačeny již na vstupu. Obvykle postačí taková úprava selektivity vstupního obvodu, při které se částečně sníží úrovně rušivých signálů třeba tak, že se dostanou na bok



Obr. 9b. Spektrum vstupního signálu u_i zesilovače z obr. 9a

Obr. 9c. Spektrum výstupního signálu u_o zesilovače z obr. 9a



Obr. 10. Vznik křížové modulace ve vstupním zesilovači. Vpravo nahoře je znázorněno, jak z FM vzniká na boku rezonanční křivky parazitní AM

přenosové charakteristiky, čímž poklesne jejich úroveň na přípustnou míru.

Při uvádění informací o odstupu intermodulačního rušení v technických údajích celého přijímače musí být uvedeno, při jaké velikosti vstupních signálů byly údaje měřeny, popř. jaké je maximální dovolené vstupní napětí signálu. Tyto údaje velmi často chybí nebo jsou neúplné. Budeme-li měřit při úrovni např. 50 μV, pak naměříme vynikající parametry, neboť při tak slabém signálu se nelinearity neuplatní. Budeme-li naopak měřit při úrovni 50 mV, nejspíš naměříme zcela žalostně malou intermodulační odolnost.

Dále nutno konstatovat, že potíže s intermodulací nám budou v praxi komplikovat funkci i velmi kvalitních a profesionálních přijímačů včetně měřicích přijímačů, spektrálních analyzátorů a podobných přístrojů, a to i při příjmu v průměrných příjmových podmínkách a i při maximální odborné péči při návrhu a provedení jednotlivých obvodů.

Dalším nežádoucím nelineárním jevem je tzv. křížová modulace. K jejímu vzniku stačí jeden užitečný signál a jeden rušivý signál, který musí být amplitudově nebo impulsově modulován nebo na něm musí modulace vzniknout nějakou parazitní cestou.

Podívejme se na obr. 10, na kterém je znázorněna přenosová charakteristika vstupního obvodu přijímače naladěného na frekvenci f_0. Do přijímače zároveň přichází amplitudově modulovaný rušivý signál o libovolném kmitočtu f_1, který spadá do pásma propustnosti vstupního obvodu. Rušivý signál musí být tak silný, aby jej tranzistor v zesilovači nebyl schopen lineárně zpracovávat a aby způsoboval posouvání statického pracovního bodu tohoto tranzistoru. Vlivem změny pracovního bodu tranzistoru se v rytmu modulace rušivého signálu mění základní zesílení zesilovače a tím se užitečný signál f_0 parazitně amplitudově moduluje modulačním spektrem rušivého signálu f_1.

U přijímačů FM není jev křížové modulace příliš výrazný, neboť ve spektru frekvencí potenciálně rušících vysílačů se vyskytují jen signály modulované frekvenčně, které mají základní amplitudu nosného kmitočtu konstantní. To však platí jen za předpokladu, že nenastává jejich parazitní aplitudová modulace, která může vzniknout např. při průchodu frekvenčně modulovaného signálu laděným obvodem naladěným na bok křivky (viz obr. 10 vpravo nahoře). V závislosti na okamžitém kmitočtu se posouvá bod přenosu na rezonanční křivce a frekvenční modulace se mění na amplitudovou. Křížová modulace se více uplatňuje v televizní technice, kde se používá amplitudová modulace.

Intermodulace i křížová modulace velmi znesnadňují konstrukci jakostních přijímačů. V praxi se oba typy rušení vyskytují současně a obvykle je generuje větší počet silnějších signálů.

Intermodulační produkty vznikají i v několika stupních přijímače současně, takže vzniká početné spektrum rušivých frekvencí, jejichž výskyt je patrný zejména při příjmu slabých stanic v oblasti se silnými místními vysílači.

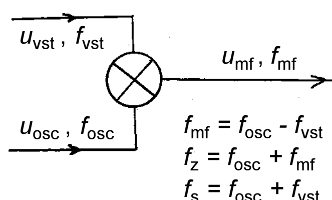
Dobrá vf linearita vstupního zesilovače, u něhož je předřazen dostatečně selektivní laděný obvod na jeho vstupu, je základním předpokladem ke konstrukci přijímače s vyhovující odolností proti tomuto druhu rušení.

2.3. Směšovače

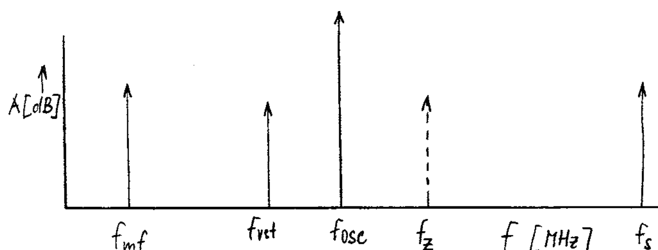
Úkolem směšovače je vytvořit mezifrekvenční signál f_{mf} jako rozdíl mezi signálem místního oscilátoru a užitečného vstupního signálu (obr. 11).

Existují dva základní principy, na kterých je možné směšovač zkonstruovat.

Aditivní směšovač je založen na principu působení nelineárního prvku (tranzistoru, diody) na superponované signály f_{vst} a f_{osc}, které jsou na tento prvek současně zavedeny. Fakticky jsou oba signály detekovány a vzniklý rozdílový zázněj je následně odfiltrován jako mezifrekvenční (mf) kmitočet.



Obr. 11a. Blokové schéma směšovače



Obr. 11b. Spektrum signálů ve směšovači

K tomu, aby aditivní směšovač pracoval, je nezbytný nelineární prvek alespoň druhého řádu. Kdyby byla přenosová charakteristika směšovače pouze druhého řádu, pak by směšováním vznikl jenom užitečný rozdíl směšovaných signálů, tj. mf signál, a dále součet směšovaných signálů a jejich druhé harmonické. To jsou kmitočty, které „spadnou" bezpečně mimo přijímané pásmo a nebudou rušit.

Protože však nelinearita směšovače (diody, přechodu báze-emitor tranzistoru) je obecná (vyšší než druhého řádu), vytváří se směšováním celá řada dalších nežádoucích produktů vyšších řádů, jejichž výskyt je nutné co nejvíce omezit.

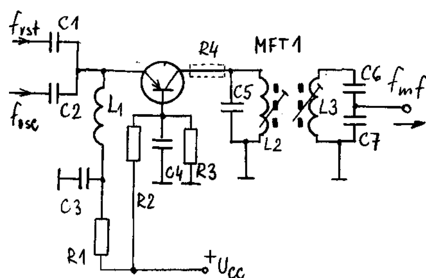
Obvodové řešení aditivních směšovačů pro VKV je jednoduché, problémem může být vzájemné oddělení směšovaných signálů.

Na obr. 12 je schéma tranzistorového směšovače, které je použitelné až do několika tisíc MHz. Vstupní i oscilátorový signál přicházejí přes C1 a C2 na emitor tranzistoru a na jeho přechodu báze-emitor se směšují. Výsledné produkty směšování jsou pak tranzistorem zesilovány. Mezifrekvenční signál je odfiltrován pásmovou propustí L2, C5 a L3, C6 a C7 v obvodu kolektoru.

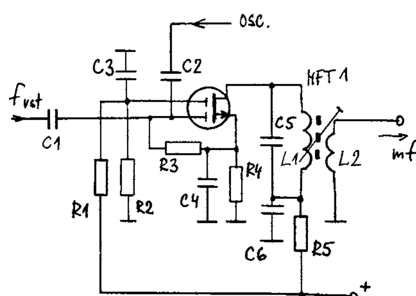
Pro správnou funkci směšovače je nezbytné, aby signál oscilátoru byl dostatečně silný a vybudil nelineární pochody v tranzistoru. Kvůli omezení vzniku dalších nežádoucích produktů musí být dále splněna podmínka, že vstupní signál musí být výrazně slabší než signál oscilátoru. Další podmínkou správné funkce je uzavřený obvod tranzistoru pro mezifrekvenční signál. Protože užitečný produkt směšování vzniká na přechodu báze-emitor, musí být obě elektrody tranzistoru pro mf signál blokovány na společnou zem. Blokování báze pro všechny kmitočty zajišťuje kondenzátor C4, v emitoru obvod pro mf signál uzavírá sériový rezonanční obvod L1, C3, který pro mf kmitočet představuje zkrat, avšak pro vstupní a oscilátorový signál představuje cívka L1 velkou impedanci. Uzemněním báze a emitoru pro mf signál může u některých tranzistorů vzniknout potíž se stabilitou zesílení na mf kmitočtu. Případnému rozkmitání tranzistoru lze zamezit vložením rezistoru R4 o malém odporu (řádu desítek ohmů) mezi kolektor a první mf transformátor.

Pro použití ve směšovači podle obr. 12 jsou vhodné všechny běžné vf tranzistory (KF125, AF106, BF506 apod.).

Vstupní impedance tohoto směšovače je malá, výstupní velká.



Obr. 12. Aditivní směšovač
s bipolárním tranzistorem



Obr. 13. Aditivní směšovač
s tranzistorem MOSFET

Na obr. 13 je obdobné zapojení aditivního směšovače s tranzistorem MOSFET. Zapojení pracuje na stejném principu, používalo se zejména v televizních přijímačích v kanálových voličích pro VHF pásmo do frekvence asi 300 MHz. Osazuje se tranzistorem KF907, BF960 apod. Výstupní mf kmitočet je 38 MHz. Pracovní bod je nastaven odpory *R1* a *R2* tak, aby byl co největší směšovací zisk. Napětí mezi prvním hradlem a emitorem je díky použití rezistoru R3 nulové.

Dalším typem směšovače je tzv. multiplikativní směšovač. Z názvu je zřejmé, že je založen na principu násobení. Vstupní i oscilátorový signál je přiváděn na zcela lineární obvod, jehož výstupní proud je úměrný součinu okamžitých hodnot obou napětí.

Matematicky lze za použití jednoduchých goniometrických vzorců dokázat, že při lineárním součinu dvou harmonických funkcí signálů u_{vst} a u_{osc} vznikne i složka obsahující rozdílový mf kmitočet.

Z principu multiplikativního směšovače je zřejmé, že budou výrazně omezeny úrovně rušivých intermodulačních produktů vyšších řádů. Na druhé straně je konstrukční provedení multiplikativních směšovačů složitější a obvykle potřebujeme i větší úroveň signálu z místního oscilátoru. Ideální směšovač by měl mít co největší směšovací strmost, velký dynamický rozsah pro vstupní signály a malý šum.

Multiplikativní směšovače se konstruují v různých vyvážených symetrických zapojeních, kterými je dosaženo vynikající oddělení obou vstupů i mf výstupu.

Na obr. 14 je zapojení směšovače s integrovaným obvodem S042 (IO1). Ve schématu je zakresleno i vnitřní zapojení integrované struktury. Tranzistory T1 až T6 jsou zapojeny jako analogová násobička. Proud z vývodů *02* a *03* je úměrný součinu napětí mezi vstupy *07*, *08* a *11*, *13*.

Na vstup *07*, *08* je připojeno vazební vinutí od vstupní pásmové propusti, na vstup *11*, *13* je připojen oscilátor vazebním vinutím z oscilační cívky L4. Který vstup se použije pro vstupní signál a který pro signál oscilátoru nemá v zásadě přednostní určení. Mezi vstupy 07 a 08 je poněkud větší impedance řádu několika set ohmů.

K bezchybné funkci tohoto obvodu je nezbytné symetrické připojení vstupu, oscilátoru i mezifrekvence. Vstup i oscilátor je možné navázat na laděné obvody pouze indukční vazbou s vazebními cívkami L2 a L3 nebo přes symetrizační členy. Mezifrekvenční signál je nutné odebírat laděným obvodem s L5 se symetricky vyvedeným středem ladicího vinutí. Cívka L5 je navinuta bifilárně a obě bifilární vinutí jsou spojena do série. Na středu cívky L5 je navinuto vazební vinutí L6. Na vývodech *12* a *10* IO1 jsou připojeny rezistory R9 na R10, kterými je zvětšen proud všech tranzistorů v IO1, čímž se výrazně zvětší zisk směšovače, zvlášť na vyšších kmitočtech. Odpor rezistoru R8 určuje celkové zesílení. Vývody *12* a *10* IO1 by mohly být i zkratovány, ale pak se může obvod rozkmitat. Paralelní kombinace odporů rezistorů R9 a R10 nesmí být menší než asi 100 Ω při napájecím napětí 12 V, jinak se IO1 velkým proudem zničí.

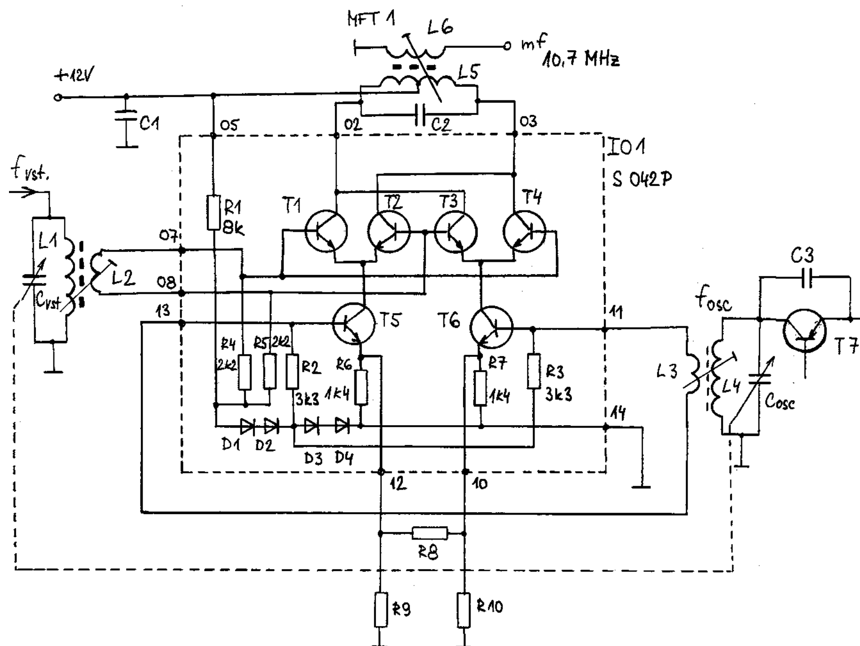
Na stejném principu pracují také integrované obvody TDA1574 a TDA1575 určené speciálně pro vstupní jednotky jakostních přijímačů pro VKV. S IO TDA1574 je dále popsána konstrukce jakostní vstupní jednotky.

Jako multiplikativní směšovač se také někdy označuje zapojení s tranzistorem MOSFET podle obr. 15. Výstupní proud tranzistoru je přibližně úměrný (mimo jiné) i součinu okamžitých napětí na obou hradlech. Přenosová funkce však není přesně lineární. Vstupní signál je přiveden na první hradlo, oscilátorový signál je přiveden na druhé hradlo. Tranzistor pracuje bez kladného předpětí na hradlech, ale i v takovém případě přes něj teče malý klidový proud. Ten je dále zmenšen působením odporu *R4* v emitoru, kterým se vytvoří malé záporné napětí na prvním hradle. Proud by měl začít téci tranzistorem až při současném působení signálu na obou hradlech, v praxi se tranzistor otevírá již při určité velikosti oscilátorového napětí na druhém hradle, čímž se směšovač stává částečně nelineární. Zapojení nemá příliš velkou účinnost, potřebuje napětí z oscilátoru minimálně několik set milivoltů. Proto je vhodnější zavést do druhého hradla předpětí rezistorem R1 - tranzistorem poteče jistý klidový proud a účinnost směšování se zvětší. Tranzistor bude pracovat částečně aditivně a z části multiplikativně.

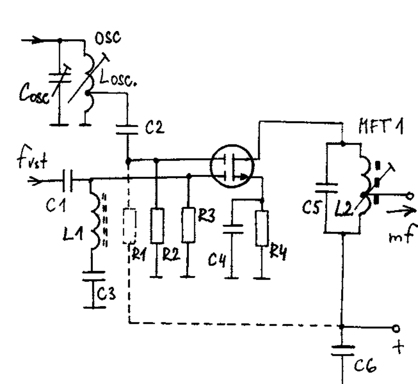
Výhodou je velmi dobré oddělení vstupu přijímaného signálu a oscilátoru.

Oscilátor je možné připojit i těsnější vazbou přímo z oscilační cívky. Ve schématu je zakreslen způsob navázání přes kondenzátor C2.

Zapojení se používalo v posledních modelech přijímačů z TESLA Bratislava (716, Dominant apod.), vstupní jednot-



Obr. 14. Multiplikativní směšovač s integrovaným obvodem S042



Obr. 15. Multiplikativní směšovač
s tranzistorem MOSFET

ka se dvěma tranzistory MOSFET však měla značně špatnou intermodulační odolnost.

Dále je toto zapojení používáno v konvertorech pro společné antény, které převádějí TV pásma UHF do pásma VHF. Mf kmitočet je v rozsahu 48 až 59 MHz pro konverzi do I. TV pásma a 174 až 230 MHz pro konverzi do III. TV pásma.

Výhodou uvedeného zapojení je, že tranzistor MOSFET je schopen zpracovávat relativně silný signál na vstupu (i více než 10 mV) a i při malém směšovacím zisku je výstupní napětí směšovače taktéž řádu desítek milivoltů. To jsou napětí výrazně převyšující úrovně různých šumů, které by se více projevily při zpracovávání slabších signálů.

V souvislosti s tímto zapojením je nutné se ještě zmínit o dalším nežádoucím jevu, který se může vyskytnout v aplikacích, ve kterých není mf kmitočet alespoň o řád nižší než frekvence přijímaná. Jedná se o zpětný přenos mf kmitočtu a zejména jeho harmonických zpět na vstup, na němž se tyto signály znovu směšují se signálem oscilátoru.

Zpětné směšování může způsobit nepříjemné interference, pokud některá z harmonických mf kmitočtu padne na přijímaný kmitočet nebo na kmitočet oscilátoru, nebo když se vyskytne v intervalu šířky pásma užitečného signálu (u rozhlasu je to asi 200 kHz, u televize asi 8 MHz).

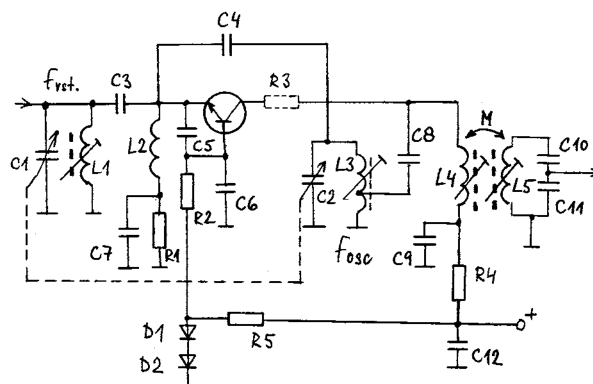
Při konstrukci vstupních jednotek pro VKV přijímače je mezifrekvenční kmitočet 10,7 MHz přibližně 9x nižší než vstupní signál, takže případné rušení zpětným směšováním 9. harmonické mf kmitočtu není příliš významné, nicméně při nesprávném návrhu nebo při přebuzení směšovače silným signálem mohou nastat interferenční jevy při příjmu frekvence 96,3 MHz.

Horší situace je v aplikacích, v nichž je významná 3. nebo 5. harmonická mezifrekvenčního kmitočtu. Z těchto důvodů jsou nerealizovatelné některé převody kanálů z UHF pásma do III. TV pásma v konvertorech pro společné antény, kde je 3. harmonická mf kmitočtu silně rušící signál (není např. možný převod kanálu 46 na 11. kanál a řada dalších převodů).

Tytéž jevy mohou znesnadnit konstrukci obvodů různých komunikačních přijímačů, up-konvertorů apod., které mají vysokou první mezifrekvenci.

Závěrem pojednání o směšovačích uveďme ještě zapojení na obr. 16. Jedná se o kmitající aditivní směšovač. Zapojení se používá v jednoduchých přijímačích VKV a téměř výhradně se používalo od začátku vysílání 2. TV programu v 70. letech v televizních tunerech pro příjem UHF pásma do frekvencí až 860 MHz.

Přes řadu nedobrých vlastností byl kmitající směšovač osazován i v kanálových voličích moderních televizorů z 90. let, zapojení voliče UHF bylo inovováno až s vývojem monolitických integrovaných obvodů pro všepásmové tunery pro kabelovou televizi. Tranzistor vykonává funkci směšovače i oscilátoru zároveň.



Obr. 16. Kmitající aditivní směšovač s bipolárním tranzistorem

Jako oscilátor pracuje tranzistor v Colpittsově zapojení se společnou bází. Oscilátorový rezonanční obvod je navázán na kolektor tranzistoru přes kondenzátor C8 na odbočku vinutí cívky L3. Vinutí L4 mezifrekvenční propusti se chová pro oscilátorový signál jako tlumivka. Zpětná vazba je zavedena ze živého konce rezonančního obvodu L3, C2 zpět do emitoru tranzistoru. Cívka L3 má pro mezifrekvenci malou impedanci, takže působením této vazby se tranzistor nemůže rozkmitat na mf kmitočtu.

Přes C3 je zároveň na emitor přiveden signál z rezonančního obvodu L1, C1. Ten je naladěn na vstupní přijímanou frekvenci. Přijímaný signál se se signálem oscilátoru směšuje na přechodu emitor-báze tranzistoru, mf obvod uzavírá sériový obvod L2, C7 naladěný přibližně na mezifrekvenci. Kondenzátor C8 představuje pro oscilátorový signál jen malou reaktanci, spolu s cívkou L4 však tvoří rezonanční obvod primární části mezifrekvenční propusti C8, L4 a L5, C10, C11. Kondenzátor C5 hrubě kompenzuje indukční reaktanci cívky L2 na vstupním kmitočtu i na kmitočtu oscilátoru a dolaďuje fázové poměry zpětné vazby oscilátoru.

Pracovní bod tranzistoru je pro toto zapojení vhodné stabilizovat křemíkovými diodami D1 a D2. Zapojení se často používá v přenosných přijímačích nebo v různých VKV radiostanicích. Stabilizace zajistí konstantní napětí na emitoru tranzistoru resp. celkový proud tranzistorem při poklesu napájecího napětí nebo při změně teploty. Teplotní změny napětí přechodu báze-emitor tranzistoru jsou kompenzovány změnami napětí na diodách, které působí v obvodu obráceně.

Další podmínkou správné funkce kmitajícího směšovače je dostatečná vzdálenost kmitočtu mezifrekvence od vstupního kmitočtu i kmitočtu oscilátoru. Rozdíl musí být alespoň o jeden řád, jinak je návrh hodnot součástek laděných obvodů mezifrekvence a oscilátoru kritický.

Také musí být od sebe dostatečně vzdáleny kmitočty oscilátoru a vstupního obvodu. Bude-li se blížit naladění vstupního obvodu C1, L1 k frekvenci oscilátoru, začne vstupní obvod „odsávat" energii oscilátoru a ten se bude strhávat a vypadávat z oscilací. Vazba přes C3 musí být velmi volná a vstupní laděný obvod musí mít dostatečný činitel jakosti, aby při správném souběhu vstupu i oscilátoru byla jeho impedance v místě připojení na tranzistor jen reaktanční. Vstupní signál nesmí být příliš silný, jinak hrozí vznik křížové modulace vstupním signálem na oscilátor a vznik zkreslení přenášené modulace užitečného signálu.

Cívky výstupního mf obvodu nesmí být navinuté křížově (nesmí mít parazitní kapacitu větší než jednotky pF) a nesmí mít parazitní rezonance v rozsahu kmitočtů, ve kterém pracuje oscilátor. Jinak vzniknou v obvodu oscilátoru nepochopitelné chyby a kmitající směšovač nebude možné uvést do provozu. Odbočku na cívce L3 pro připojení C8 volíme asi v polovině celkového počtu závitů.

Podívejme se ještě na obr. 11b. Jsou na něm zakresleny také spektrální čáry označené f_z a f_s.

Signál f_s je součtový produkt směšování vstupního signálu (f_{vst}) a signálu oscilátoru (f_{osc}). Je bezpečně mimo provozní rozsah přijímače a neuplatní se.

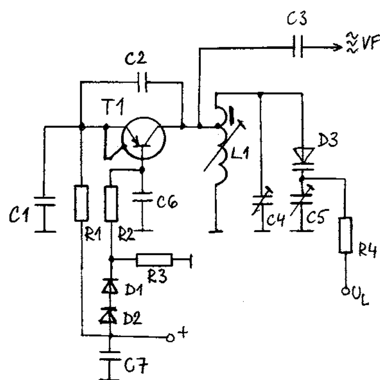
Kmitočet f_z je tzv. zrcadlový příjem. Vyskytuje se vždy a v každém směšovači. Je nežádoucí, neboť se projevuje jako parazitní příjem na frekvenci, na kterou není přijímač naladěn.

Omezit příjem na zrcadlové frekvenci je možné pouze použitím dostatečně selektivních obvodů pro výběr vstupního signálu a volbou mezifrekvenčního kmitočtu tak, aby zrcadla „padla" mimo rozhlasové pásmo do oblasti, ve které se již nevyskytují silné vysílače.

2.4. Oscilátory

Dalším obvodem vstupní jednotky každého superhetu je tzv. místní oscilátor.

I na tento obvod je kladena řada kvalitativních požadavků. Oscilátor musí dodávat stabilní harmonický signál v dostatečné amplitudě do směšovače. Nežádoucí jsou všechny vyšší harmonické jmenovitého kmitočtu. Při přelaďování kmitočtu se nesmí měnit amplituda kmitů, naladění frekvence musí být stabilní při změnách teploty i při změnách velikosti napájecího na-



Obr. 17a. Oscilátor VKV s tranzistorem v zapojení se společnou bází

pětí. Signál z oscilátoru dále musí mít malý šum. Nejvíce vadí šum na přijímaném kmitočtu a v jeho bezprostředním okolí. Při směšování se vlastní šum oscilátoru přičítá k přijímanému signálu a transponuje na mezifrekvenci.

Pro přijímače a konvertory VKV signálu vystačíme v oscilátoru obvykle s jedním tranzistorem. Ten je schopen dodat do směšovače výkon několika mW, resp. napětí stovek mV.

Schéma jednotranzistorového VKV oscilátoru, ve kterém tranzistor pracuje v zapojení se společnou bází, je na obr. 17a. Oscilátor je použitelný od desítek MHz až asi do 1000 MHz.

Jedná se o vf zesilovač, který má kondenzátorem C2 zavedenou kladnou zpětnou vazbu. Zesilovač se společnou bází neobrací fázi. Kmitočet oscilací je jednoznačně určen pouze laděným obvodem, který je tvořen cívkou L1 a součástkami C4, D3 a C5 v kolektoru tranzistoru.

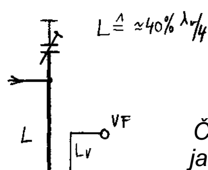
Návrh obvodu není vůbec kritický, v kolektoru tranzistoru je velmi vysoká impedance. Kolektor je možné připojit přímo na živý konec rezonančního obvodu, ale kvůli tomu, aby se zmenšila závislost kmitočtu oscilátoru na parametrech a pracovním bodu tranzistoru, se kolektor obvykle připojuje na odbočku, umístěnou asi ve 2/3 celkového počtu závitů cívky L1. Zpětnovazební kapacita je malá, postačí jen několik pF, využívá se i kapacita kovového pouzdra tranzistoru. Kondenzátorem C1 je možné doladit celkový fázový posuv ve zpětnovazební smyčce.

Kmitočet oscilátoru je laděn varikapem D3. Do série s D3 je připojen trimr C5, kterým se spolu s trimrem C4 nastavuje tříbodový souběh superhetu.

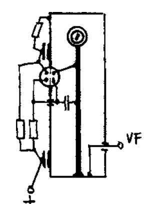
Vf signál je možné odebírat buď přímo z rezonančního obvodu přes malou vazební kapacitu C3 nebo je možné použít vazební vinutí na rezonačním obvodu. Vazba musí být volná, aby se oscilátor nerozlaďoval vlivem zátěže.

Pracovní bod tranzistoru je stabilizován křemíkovými diodami D1 a D2 a rezistory R3 a R1.

V oscilátoru je vhodné použít vysokofrekvenční tranzistor PNP. Pak může být studený konec laděného obvodu v kolektoru přímo uzemněn.



Obr. 17b. Čtvrtvlnné vedení jako laděný obvod

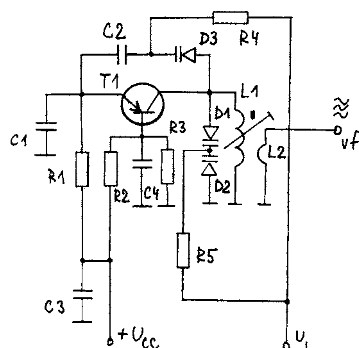


Obr. 17c. Rozmístění součástek oscilátoru VKV se čtvrtvlnným vedením

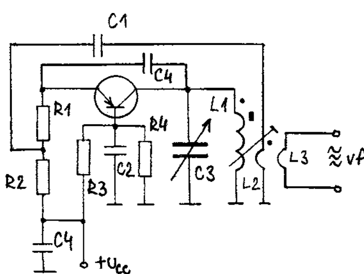
Uvedený oscilátor spolehlivě pracuje až do frekvence asi 1000 MHz. Přeladitelnost je částečně omezena vlastnostmi rezonančního obvodu, zejména při použití ve VHF pásmech. Při přelaďování se změnou celkové kapacity součástek D3 a C5 mění v rezonančním obvodu poměr *L/C* a tím i přenos a fáze zpětné vazby přes pevný kondenzátor C2 na emitor. Při zvětšování ladicí kapacity se zmenšuje přenos ve zpětnovazební smyčce, takže při velké ladicí kapacitě oscilátor nekmitá nebo špatně nasazuje oscilace po připojení napájecího napětí.

Pro VHF aplikace na kmitočtech od 50 do 300 MHz obvykle volíme C2 co nejmenší, asi 2,2 až 3,3 pF. Celková ladicí kapacita by neměla být větší než asi 20 pF, jinak oscilátor nebude kmitat a je třeba zpětnou vazbu zvětšit.

Pro frekvence nad 400 MHz je výhodné realizovat laděný obvod v kolektoru jako zkrácené a na konci zkratované vedení λ/4 podle obr. 17b. Rozmístění součástek je schematicky znázorněno na obr. 17c. Charakteristický odpor rezonátoru není kritický, volíme obvykle souosé vedení čtvercového průřezu s vlnovým odporem Zo = 50 až 200 Ω. Rezonátor musí být zkrácen proti vypočtené čtvrtvlnné délce. Volíme maximálně 40 až 50 % čtvrtvlnné délky. Pak má vedení charakter indukčnosti a na pracovní kmitočet jej doladíme paralelní kapacitou dolaďovacího trimru. Význam má i kapacita přechodu kolektor-báze tranzistoru. Vf signál z rezonátoru odvedeme krátkou vazební smyčkou. Zapojení bude spolehlivě kmitat s jakýmkoliv vf tranzistorem (BF316, AF139, BF506 apod.).



Obr. 17d. Oscilátor VKV s velkou přeladitelností. Přenos zpětné vazby se při změně kmitočtu upravuje varikapem D3



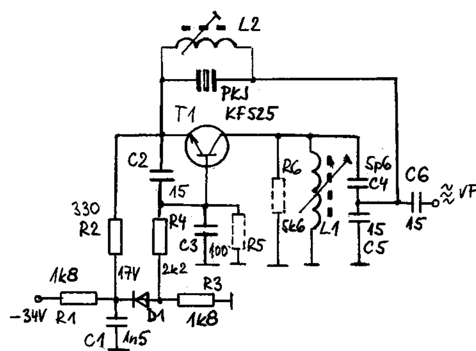
Obr. 17e. Jiné zapojení oscilátoru VKV s velkou přeladitelností. Zpětná vazba je kombinovaná - indukční cívkou L2 (na nižších kmitočtech) a kapacitní kondenzátorem C4 (na vyšších kmitočtech)

Na obr. 17d je schéma VHF oscilátoru s velkou přeladitelností v rozsahu od asi 100 do 300 MHz. Ladění rezonančního obvodu s cívkou L1 v kolektoru tranzistoru je realizováno dvojicí protitaktně zapojených varikapů D1 a D2. Při ladění je zároveň měněna zpětná vazba zaváděná z kolektoru na emitor tranzistoru varikapem D3 a kondenzátorem C2. Při ladění směrem k nižším kmitočtům se ladicí napětí U_L zmenšuje, tím se zvětšuje kapacita všech varikapů a klesá rezonanční impedance obvodu *LC* v kolektoru tranzistoru. Zároveň se zvětšuje kapacita varikapu D3 a tím se zvětšuje zpětnovazební kapacitu a přenos signálu do emitoru tranzistoru. I při širokém přeladění kmitočtu oscilátoru zůstává přenos do emitoru přibližně konstantní a oscilátor spolehlivě kmitá. Nežádoucí posuv fáze je opět částečně vyrovnáván působením kondenzátoru C1.

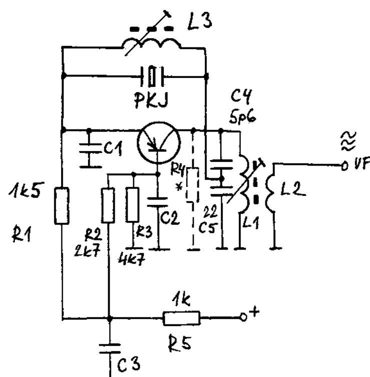
Další způsob, jak realizovat spolehlivou činnost oscilátoru při velkém přeladění pracovního kmitočtu, je na obr. 17e. Zpětná vazba je kombinovaná, indukční i kapacitní. Tranzistor pracuje v zapojení se společnou bází s laděným obvodem v kolektoru. Při malé kapacitě otočného kondenzátoru C3 (tj. na horním konci pracovního pásma) zajišťuje zpětnou vazbu do emitoru tranzistoru převážně přenos signálu přes C4. Na nízkých kmitočtech při velké kapacitě C3 je již zpětná vazba přes C4 malá, takže se více uplatní přenos vazební cívkou L2 přes kondenzátor C1. Do zpětnovazební smyčky je zařazen ještě rezistor R1, který zamezuje divokým oscilacím tranzistoru, které mohou vzniknout nestabilitou při zatížení báze i emitoru malou impedancí.

Na obr. 18 a obr. 19 jsou schémata VKV oscilátorů řízených křemenným krystalem. Zapojení z obr. 18 se používá v konvertorech pro společné antény, oscilátor z obr. 19 je vhodný pro různé aplikace v radiostanicích, ve druhých směšovačích v komunikačních přijímačích apod.

Oscilátory pracují s harmonickými krystaly na 3., 5. nebo 7. harmonické a jsou vhodné do kmitočtu asi 170 MHz (což je 7. harmonická běžných krystalů).



Obr. 18. Oscilátor VKV řízený krystalem používaný v konvertorech pro společné antény



Obr. 19. Oscilátor VKV řízený krystalem používaný v radiostanicích. Rezistor R4 má odpor 5,6 až 10 kΩ

Zapojení na obr. 18 se nazývá poloviční Buttlerovo zapojení krystalového oscilátoru. Zpětnou vazbu tvoří paralelní kombinace krystalu a cívky L2. Cívka kompenzuje vlastní kapacitu krystalu a jeho držáku na pracovním kmitočtu oscilátoru (daném laděným obvodem se součástkami L1, C4, C5 a C6) a tím zamezuje rozkmitání oscilátoru na jiné frekvenci, než odpovídá sériové rezonanci krystalu.

Kvalitní krystal má na všech lichých harmonických kmitočtech základního výbrusu sériovou rezonanci, která je charakterizována jeho reálnou, resp. ztrátovou impedancí (tzv. *ESR*) řádu desítek až stovek ohmů. Velikost *ESR* odpovídá ztrátám vlastního krystalového rezonátoru. Mimo sériovou rezonanci je impedance krystalu velká nebo výrazně reaktanční, takže přenos zpětnovazební smyčky z kolektoru do emitoru je malý a oscilátor se nemůže rozkmitat.

Kondenzátor C2 upravuje fázi zpětnovazební smyčky. Impedance na emitoru tranzistoru je malá (desítky ohmů), na rezonančním kmitočtu krystalu je malá i impedance v uzlu C4, C5 a C6. Z tohoto důvodu musí být zpětná vazba připojena na hlavní rezonanční obvod přes kapacitní dělič C4, C5, aby se obvod nezatlumil. Obvod však musí být částečně zatlumen rezistorem R6. Tímto způsobem se sníží zisk zesilovače. Bez rezistoru R6 by bylo naladění cívky L1 velice ostré, zisk zesilovače by byl zbytečně velký a k rozkmitání oscilátoru by stačila i zpětná vazba vlivem nějaké reaktance krystalu i mimo jeho rezonanční kmitočet na frekvenci dané rezonancí laděného obvodu tvořeného cívkou L1 a kondenzátory v kolektoru tranzistoru.

S nastavením tohoto oscilátoru v konvertorech pro STA bývají často potíže. Pracovní bod tranzistoru je teplotně stabilizován speciální stabilizační diodou D1 typu KB105T a rezistory R2, R3 a R1. Stejnosměrný pracovní bod tranzistoru je možné jemně nastavit ještě odporem R5.

Výkon oscilátoru nesmí být příliš velký, jinak mají krystaly snahu budit ještě další nežádoucí rezonance, musí však být tak velký, aby spolehlivě pracoval směšovač nebo násobič kmitočtu připojený za oscilátor. Celkový výkon oscilátoru nastavujeme změnou odporu rezistoru R2 tak, aby krystal nebyl přebuzený a nevykazoval parazitní rezonance (zvětšováním *R2* se zmenšuje proud kolektoru tranzistoru a tím i jeho zisk i výstupní výkon). Odpor tlumícího rezistoru R6 zbytečně nezmenšujeme, neboť se na něm ztrácí činný výkon oscilátoru na úkor výstupního výkonu do zátěže. Laděný obvod musí být zatlumen tak, aby při rozladění L1 mimo požadovanou frekvenci oscilace zanikly a v okolí rezonance bylo „oblé" maximální naladění výkonu bez skokových změn, parazitních kmitů apod. Je-li odpor *R6* příliš velký, pak při protáčení jádra cívky L1 kmitočet skokem přeskočí z frekvence krystalu na volnou rezonanci danou laděným obvodem v kolektoru tranzistoru a v okolí rezonance krystalu se mohou objevit parazitní nízkofrekvenční zákmity.

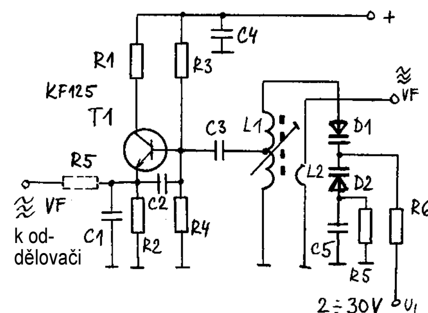
Zapojení s germaniovým tranzistorem AF106 na obr. 19 pracuje na stejném principu a je autorem mnohokrát odzkoušené. Oscilace jsou kvalitní i bez složité stabilizace pracovního bodu. Celkový výkon oscilátoru je omezen odporem R5.

Na obr. 20 je schéma přeladitelného oscilátoru VKV s NPN tranzistorem KF125 v zapojení se společným kolektorem. Oscilátor je vhodný do frekvencí asi 150 MHz.

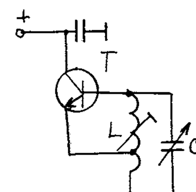
Kladnou zpětnou vazbu vytvářejí mezi emitorem a bází kondenzátory C1, C2 a C3. Kondenzátory tvoří jakýsi kapacitní dělič z hlavního rezonančního obvodu L1, D1, D2, C5. Vf signál se z oscilátoru odebírá buď vazební cívkou L2 z rezonančního obvodu nebo přes rezistor R5 z emitoru tranzistoru.

Rezistor R1 v kolektoru tranzistoru omezuje celkový výkon oscilátoru na takovou velikost, aby na ladicích varikapech nevznikly nežádoucí kmity vlivem přebuzení velkým nakmitaným napětím na laděném obvodu. Parazitní kmity mohou vzniknout v oscilátoru laděném varikapy při silném signálu a malém ladicím napětí (menším než asi 3 V).

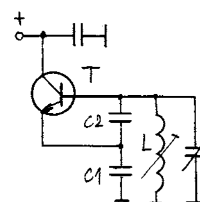
U tohoto zapojení je důležité správně blokovat kolektor tranzistoru (resp. napájecí větev) kondenzátorem C4. Výsledná kapacita kondenzátorů C1, C2 , C3 a kapacity tranzistoru se přičítá k ladicí kapacitě rezonančního obvodu, kondenzátory musí mít poměrně velkou kapacitu, aby oscilátor kmital, a proto se báze tranzistoru připojuje na odbočku cívky asi v polovině celkového počtu závitů.



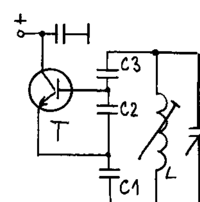
Obr. 20. Přeladitelný oscilátor VKV s NPN tranzistorem KF125 v zapojení se společným kolektorem



Obr. 21a. Základní zapojení Hartleyova oscilátoru



Obr. 21b. Modifikace Hartleyova oscilátoru. Odbočka na cívce L je nahrazena kapacitním děličem C1, C2

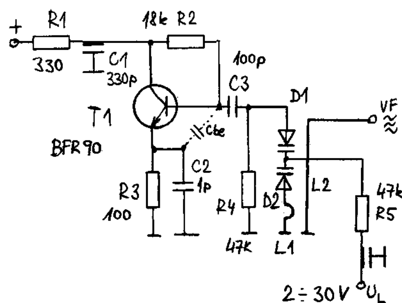


Obr. 21c. Další modifikace Hartleyova oscilátoru. Báze tranzistoru T je navázána na laděný obvod kapacitním děličem C3, C2

Oscilátor z obr. 20 vychází z Hartleyova zapojení, jehož principiální schéma je pro pochopení funkce na obr. 21a. Odbočku cívky pro emitor nahrazuje kapacitní dělič z obr. 21b.

Tranzistor v zapojení se společným kolektorem neobrací fázi signálu. Emitor tranzistoru má malou impedanci a báze velkou. Emitor budí proud do odbočky cívky, rezonanční obvod *LC* transformuje napětí (resp. impedanci) k vyšším hodnotám, a tak může být báze připojena na odbočku u konce vinutí nebo přímo na paralelní rezonanční obvod, takže zpětná vazba je kladná. Celková kapacita báze tranzistoru (*C*be a *C*bc) se přičítá k celkové ladicí kapacitě. Maximální rezonanční impedanci laděného obvodu *LC* lze snížit v místě připojení báze kapacitním děličem C3, C2 (obr. 21c).

Na obr. 22 je totéž zapojení oscilátoru vhodné pro kmitočty UHF nebo mikrovlnné asi do 3 GHz. Pro toto za-



Obr. 22. Přeladitelný oscilátor UHF s BFR90 v zapojení SK

Obr. 24a. Obrazec plošných spojů vstupní jednotky (měř.: 1 : 1)

Obr. 24b. Rozmístění součástek na desce vstupní jednotky

pojení jsou vhodné tranzistory typu BFR91, BFR90, BFR183 apod.

Laděný obvod se skládá z varikapů D1 a D2 s malou kapacitou (BB405, BB121 apod.) a cívky L1, tvořené přívody varikapů a přívody k tranzistoru. Zpětnou vazbu realizuje kondenzátor C2 a kapacita přechodu *C*be tranzistoru.

Vf signál se odebírá z rezonančního obvodu, resp. krátkou vazební smyčkou umístěnou podél obou varikapů. Signál je možné odebírat také z emitoru tranzistoru přes rezistor o odporu nejméně 100 Ω.

2.5. Vstupní jednotka pro jednoduchý přijímač VKV

Na obr. 23 je schéma zapojení nejjednoduššího ladicího dílu VKV se dvěma tranzistory. Pro jednoduchost zapojení i uvádění do provozu jsou použity germaniové tranzistory.

2.5.1. Popis funkce

Jednotka se skládá z vf zesilovače s tranzistorem T1 v zapojení se společnou bází a z kmitajícího směšovače s tranzistorem T2. Jednotka se ladí v pásmu 87 až 108 MHz dvojitým otočným kondenzátorem. Vstup je přizpůsoben impedanci 75 Ω.

Na vstup přijímače se připojuje koaxiální kabel, tyčová anténa nebo anténní dipol přes symetrizační člen 300/75 Ω na dvouotvorovém feritovém jádru. Vstupní obvod L1, C2 a C3 je širokopásmový přes celé přijímané pásmo, resp. je naladěn přibližně do středu pásma (96 až 98 MHz) a je silně zatlumen připojeným tranzistorem.

Rezistory R1, R2 a R3 je nastaven proud kolektoru T1 asi 2,5 až 2,8 mA. Při tomto proudu germaniové mesa tranzistory typu AF109, GF507, GF505, GT328, GT346 apod. nejvíce zesilují.

Jednotka je určena pro jednoduché přijímače pro příjem silnějších nebo místních stanic, výběr tranzistoru na vstupu nemá valný přínos z hlediska citlivosti a šumu. Vyhoví jakýkoliv tranzistor uvedeného typu, který získáme rozebráním staršího kanálového voliče z TV přijímače.

V kolektoru T1 je laděný obvod L3, C18 a C4. Ten je naladěn na přijímanou frekvenci, ladí se miniaturním otočným kondenzátorem v souběhu s oscilátorem (C19). Souběh vstupního obvodu je možné doladit kapacitním trimrem C4.

Na laděný obvod vstupního zesilovače je přes kondenzátor C5 navázán emitor tranzistoru T2 (AF106, GF505 apod.) kmitajícího směšovače. Do emitoru T2 je zavedena i zpětná vazba oscilátoru přes kondenzátor C9. Vzduchová cívka L4 a kondenzátor C7 uzavírají obvod pro mf signál.

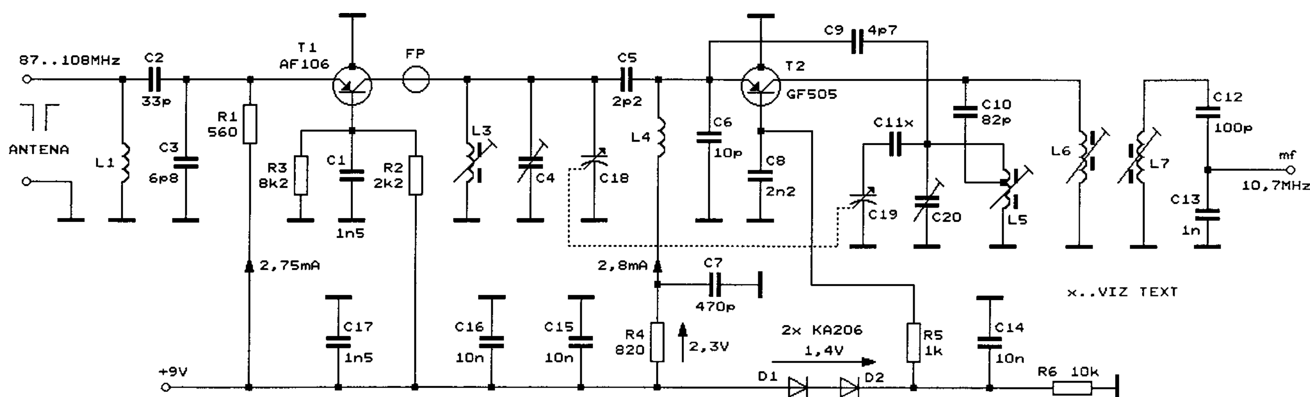
Oscilační obvod L5, C19, C20 a C11 je navázán na kolektor T2 přes kondenzátor C10, který zároveň tvoří rezonanční kapacitu primárního vinutí první mf pásmové propusti L6, L7. Mf kmitočet je 10,7 MHz. Mf zesilovač se připojuje kapacitním děličem C12, C13 na sekundární cívku L7 pásmové propusti.

Pracovní bod směšovače je stabilizován diodami D1 a D2. Napětí na rezistoru R4 zůstává konstantní i při změně napájecího napětí a tím je stabilizován kolektorový proud tranzistoru. Napájecí napětí jednotky je 9 V, odběr proudu ze zdroje je asi 5 mA.

2.5.2. Konstrukce

Celá vstupní jednotka je realizována na desce s plošnými spoji (obr. 24a a 24b). Je vhodné ji umístit do stínicího krytu s odnímatelným víčkem, ve kterém jsou díry pro dolaďovací součástky C4, L3, L5, L6, L7 a C20.

Kapacita paddingového kondenzátoru C11 je závislá na celkové kapacitě



Obr. 23. Vstupní jednotka pro jednoduchý přijímač VKV

otočného ladicího kondenzátoru. Autor použil miniaturní duál 2x 12 pF z vyřazeného přijímače výroby bývalé NDR a dvoubodový souběh bez paddingu (viz dále). Vhodný je také kondenzátor z přijímače Selena (Made in USSR) s kapacitami asi 20 pF. Nastavení souběhu vstupu a oscilátoru není celkově kritické, při kapacitách ladicího kondenzátoru menších než asi 15 pF je možné nahradit C11 zkratem.

Anténní cívka L1 je samonosná bez jádra, má 4,5 závitu lakovaného měděného drátu o průměru 0,4 až 0,5 mm navinutého na průměru 4 mm.

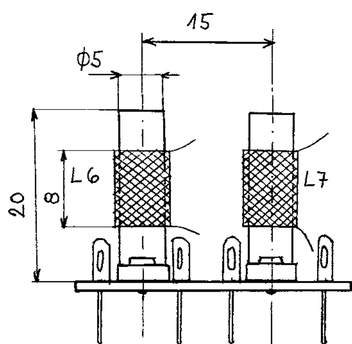
Cívka vstupu L3 a cívka oscilátoru L5 jsou navinuté taktéž na cívkovém tělísku o průměru 5 mm. Nejlepší je bakelitová tzv. „botička", dobré je i plastové tělísko z televizoru Orava, Dajana apod., od kterého je třeba odříznout patku a samotné tělísko přilepit přímo do vyvrtané díry v desce.

Cívka L3 má 5,5 závitu holého nebo lakovaného měděného drátu o průměru 1 mm navinutého na plastovém cívkovém tělísku o průměru 5 mm, mezera mezi závity je asi 1 mm. V cívce je feritové jádro M4x8 mm z hmoty N01P (fialové).

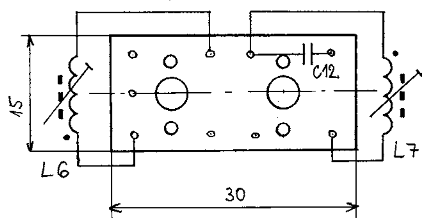
Cívka L4 je vzduchová samonosná a má 17 závitů lakovaného měděného drátu o průměru 0,5 mm navinutého na průměru 4 mm.

Cívka L5 má 5 závitů holého nebo lakovaného měděného drátu o průměru 1 mm navinutého na plastovém cívkovém tělísku o průměru 5 mm, mezera mezi závity je asi 1 mm. Odbočka je uprostřed vinutí. V cívce je hliníkové nebo mosazné jádro M4x8 mm.

Výstupní mf transformátor s cívkami L6 a L7 je zhotoven na dvojici cívkových tělísek o průměru 5 mm připevněných na pertinaxové destičce, která má na straně cívek kolíčky s pájecími očky a na straně spojů vývody o průměru asi 0,8 mm určené k zapájení do desky s plošnými spoji. Takto uspořádané cívky i s krytem včetně jeho úchytu se používaly jako pásmové propusti *LC* v obvodech OMF a ZMF v televizorech typu ARAMIS, v ZMF televizoru Dukla a dalších odvozených typech.



Obr. 25a. Vinutí cívek L6 a L7 na cívkových tělíscích z typizované pasmové propusti OMF a ZMF



Obr. 25b. Zapojení vývodů cívek L6 a L7 a kondenzátoru C12 na pájecí kolíky umístěné na pertinaxové nosné destičce pásmové propusti (pohled zdola)

Výkres této propusti typizovaných rozměrů je na obr. 25a. Cívky jsou od sebe vzdáleny 15 mm a jsou ve společném hliníkovém krytu o rozměrech 16x32 mm, výška krytu je 20 mm. Uvedená součástka se nám bude hodit i v dalších konstrukcích.

Cívky L6 a L7 mají každá 22 závitů navinutých měděným lakovaným drátem o průměru 0,35 mm. Cívky se dolaďují feritovými jádry M4x8 mm z hmoty N05 (označenými modrou barvou).

Lépe je však použít již navinuté cívky v propusti, kterou získáme z rozebraného zvukového modulu 6,5/5,5 MHz z televizorů Tesla Orava řady DUKLA. Z pásmové propusti odstraníme všechny původní kondenzátory, vinutí obou cívek ponecháme původní a laděné obvody zapojíme nově podle obr. 25b, na kterém je pohled na propust zespodu.

FP na kolektoru T1 - miniaturní feritová perlička o průměru 2,5/1 mm a o délce asi 2 mm (z rozebraného zesilovače TESA-S pro STA nebo z kanálového voliče televizoru čs. výroby).

Na tomto místě bych rád podotkl, že všechny popisované modely v tomto čísle Konstrukční elektroniky jsou určeny pro konstruktéry, kteří mají k vysokofrekvenční radiotechnice pozitivní vztah, takže zpravidla disponují různými šuplíkovými zásobami součástek specifickými pro přijímací vf radiotechniku, nečiní jim problém realizovat VF cívku, nenechají bez povšimnutí ležet starý radiopřijímač nebo televizor odložený kdesi na sídlišti u kontejnerového stání. Skutečností je, že různá cívková tělíska, jádra, kondenzátory, trimry apod. nelze ve značkových prodejnách nových součástek koupit, takže vyřazená spotřební elektronika československé výroby je jejich jediným zdrojem.

2.5.3. Oživení

Pro uvedení jednotky do provozu (resp. k sestavení funkčního přijímače) potřebujeme sestavený a oživený mf zesilovač 10,7 MHz s demodulátorem a nf zesilovačem, signální generátor s FM modulací a nějaký indikátor výstupního výkonu (postačí i vyhodnocení sluchem z reproduktoru). Dále potřebujeme čítač kmitočtu do frekvence nejméně 150 MHz, modul digitální stupnice pro přijímač (nebo jiný měřicí přijímač) a anténní dipól.

Nejprve nastavíme mf obvod s L6 a L7. Signální generátor s nastavenou frekvencí 10,7 MHz připojíme na bázi T2 přes rezistor o odporu asi 1 kΩ a kondenzátor o kapacitě 10 nF. Cívku L7 zatlumíme rezistorem o odporu 2,2 kΩ a jádrem cívky L6 nastavíme maximální sílu signálu. Pak tlumicí rezistor připojíme paralelně k cívce L6 a naladíme cívku L7 na maximální velikost výstupního signálu z mf zesilovače.

Nyní zatlumíme cívku L3 rezistorem o odporu 220 Ω a nastavíme ji na maximální indukčnost zašroubováním jádra do cívky. Odpojíme signální generátor. K cívce L5 oscilátoru přiblížíme kruhovou snímací smyčku (1 závit drátu na průměru asi 1 cm) připojenou k čítači. Kapacitní trimry C4 a C20 nastavíme předběžně do střední polohy. Otočný kondenzátor nastavíme na maximální kapacitu. Čítačem měříme kmitočet oscilátoru přijímače, který musí být o mf kmitočet 10,7 MHz výše než přijímaný signál. Jádrem cívky L5 nastavíme frekvenci asi 98 MHz. Pak vytáčíme ladicí kondenzátor směrem k vyšším kmitočtům. Oscilátor musí spojitě kmitat, při minimální kapacitě duálu má být kmitočet asi 119 MHz (horní konec pásma VKV CCIR je 108 MHz). Kmitočet oscilátoru na horním konci pásma doladíme kapacitním trimrem C19. Postup několikrát opakujeme, aby na obou koncích pásma měl oscilátor správný kmitočet.

Pak připojíme signální generátor na anténní vstup přijímače. Odstraníme tlumicí rezistor u cívky L3. Generátor naladíme na frekvenci asi 91 až 93 MHz, resp. nalezneme kmitočet, na kterém neruší žádný místní vysílač. Přijímač naladíme na frekvenci generátoru a jádrem L3 nastavíme maximální citlivost přijímače (při současném snižování výkonu signálního generátoru). Horní slaďovací bod volíme asi 104 až 105 MHz a maximální citlivost nastavíme kapacitním trimrem C4. Dále generátor i přijímač přeladíme na frekvenci kolem 96 MHz a nastavíme vstupní obvod s L1 na maximální citlivost roztažením nebo stlačením závitů cívky L1. Ladění je velmi ploché.

Souběh zkontrolujeme na frekvenci 98 MHz tak, že pootočíme trimrem C4 na obě strany. Při tomto rozladění musí citlivost přijímače vždy poklesnout. V této vstupní jednotce byl realizován souběh jako dvoubodový. Důvodem byla jednak malá kapacita použitého duálu (jen 2x 12 pF) a také skutečnost, že na rozhlasovém VKV pásmu je malý poměr přeladění vstupního obvodu k přeladění oscilátorového obvodu, a jednoduchý vstupní rezonanční obvod nemá příliš velkou selektivitu, takže případná chyba nepůsobí pokles citlivosti jednotky.

Pokud je použit kondenzátor s větší kapacitou (2x 25 pF) a souběh je hrubě odlišný, pak je třeba použít paddingový kondenzátor C11 a složitější slaďovací postup.

Optimální kapacitu paddingu C11 je možné určit experimentálně takto: Do oscilátoru osadíme na pozici C11 kondenzátor o kapacitě 47 pF (pro duál s kapacitou 2 x 25 pF) a znovu nastaví-

me kmitočty oscilátoru na obou koncích pásma změnou indukčnosti cívky L5 a kapacity trimru C20. Znovu nastavíme souběh se vstupním obvodem L3, C4. Tím máme definováno přeladění vstupního obvodu přes požadované pásmo asi 87 až 108 MHz.

Nyní zvolíme pro další postup spodní slaďovací bod 98 MHz (střed pásma) a horní bod 106 MHz. Bez ohledu na kmitočet oscilátoru nalezneme takovou polohu otočného kondenzátoru, aby vstupní obvod rezonoval na kmitočtu v okolí 98 MHz. To lze zjistit pomocí rozmítače nebo signálního generátoru tak, že jej připojíme na anténní vstup a drátovou smyčkou s jedním závitem a germaniovou detekční diodou zjišťujeme rezonanci L3. Polohu ladicího kondenzátoru i dolaďovacího kondenzátoru C4 si označíme. Označíme i polohu jádra v cívce L3 (např. změříme hloubku zasunutí jádra, počet otáček jádra apod.). Dále nastavujeme na dvou frekvencích (spodní 98 MHz a horní 106 MHz) souběh s oscilátorem pokud možno dolaďováním součástek L5 a C20. Vstupní obvod C4, L3 dolaďujeme jen nepatrně, abychom jej co nejméně rozladili od předchozího nastavení, kterým jsme určili meze požadovaného přeladění přes celé pásmo VKV. Nastavíme dvoubodový souběh. Až budou oba slaďovací body souhlasit, přeladíme přijímač na frekvenci 91 MHz a zjišťujeme odchylku od souběhu dolaďováním C4 od označené polohy. Pokud je třeba kapacitu C4 zvětšit od označené polohy, pak má oscilátor větší ladicí rozsah než je žádoucí (kmitá níže než odpovídá pro naladění vstupu) a kapacitu paddingu C11 je třeba zmenšit. Pokud je nutné kapacitu C4 zmenšit, oscilátor směrem dolů ladí pomaleji, takže kapacita paddingu C11 je malá.

Tímto postupem je možné velmi přesně nastavit tříbodový souběh v konečném sestavení u jakéhokoliv superhetu pro VKV, ve kterém je poměr přeladění kmitočtu vstupu a oscilátoru blízký jedné. Upozorňuji, že tento postup není vhodný pro středovlnné superhety - na nízkých kmitočtech je nezbytné prvky ladění alespoň hrubě vypočítat.

Po změně kapacity paddingu musíme ovšem znovu nastavit meze přeladění oscilátoru resp. celého přijímaného pásma a postup znovu opakovat od začátku, přičemž musíme vždy vycházet z poprvé označených poloh C4, L3 i polohy ladicího kondenzátoru pro střed pásma.

Teoreticky je možný i pro VKV superhet přesný výpočet, matematické vztahy jsou poněkud složitější (viz např. lit. [1]). V praxi však výsledky pro oblast metrových a kratších vln zdaleka neodrážejí realitu, protože nejsme schopni přesně zadat počáteční a konečné ani montážní kapacity laděných obvodů VKV, v nichž indukčnosti cívek se pohybují v řádu nH a kapacity kondenzátorů v jednotkách pF. Nejsme schopni přesně určit další rozptylové kapacity laděných obvodů ani impedance připojených tranzistorů. Přitom další montážní indukčnosti v laděných obvodech ovlivňují konečný rezonanční kmitočet. Navíc je obtížné kapacity řádu jednotek pF a malé indukčnosti řádu jednotek nH vůbec změřit.

Nastavený přijímač připojíme k anténě. Přijímač s touto jednotkou je vhodný pro příjem místních nebo středně silných stanic. Při příjmu místních silnějších vysílačů je třeba mezi anténu a přijímač zařadit útlumový článek (-20 dB) pro tzv. místní příjem nebo na přijímač osadit dvě zásuvky pro anténní dipól (zásuvku bez útlumového článku pro dálkový příjem a zásuvku s útlumovým článkem pro místní příjem).

Konstrukce vstupní jednotky je velmi jednoduchá. Jednotka obsahuje pouze nezbytně nutný počet součástek a umožňuje různě experimentovat s obvody VKV.

2.5.4. Seznam součástek vstupní jednotky z obr. 23

rezistory - miniaturní TR 212, TR112

R1	560 Ω
R2	2,2 kΩ
R3	8,2 kΩ
R4	820 Ω
R5	1 kΩ
R6	10 kΩ

kondenzátory - keramické TK 724, TK 744, TK 666, TK 725, TK 745

C1	1,5 nF
C7	470 pF
C15	1,5 nF
C16	1,5 nF
C17	1,5 nF
C14	10 nF
C13	1 nF
C8	2,2 nF

kondenzátory keramické TK 754, TK 774, TK 794, TK 755, TK 775, TK 795

C2	33 pF
C3	6,8 pF
C9	4,7 pF
C6	10 pF
C10	82 pF
C12	100 pF
C11	viz text
C5	2,2 pF TK 656

dolaďovací trimry

C4, C20	trimr CKT 2 až 15 pF, průměr 7,5 mm (Philips) nebo keramický 2,5 až 20 pF

cívky

L1	viz text
L3	viz text
L4	viz text
L5	viz text
L6, L7	viz text
FP na kolektoru T1	viz text

polovodičové součástky

T1	AF106 (nebo AF139, GF505, GF507, AF109)
T2	AF106 (nebo GF505, GF506, GT328)
D1, D2	KA 206

deska s plošnými spoji č. VF2

2.6. Kvalitní vstupní jednotka se třemi tranzistory

Na obr. 26 je zapojení složitější vstupní jednotky VKV pro pásmo 87 až 108 MHz. Jednotka je osazena třemi křemíkovými tranzistory, má vstupní zesilovač s pásmovou propustí na přijímaný signál, směšovač a samostatný oscilátor s obvodem AFC pro samočinné dolaďování. Je určena pro kvalitnější stolní přijímače a jednoduché stereofonní přijímače. Ladění je realizováno trojitým otočným kondenzátorem. Jednotka se napájí napětím 9 V.

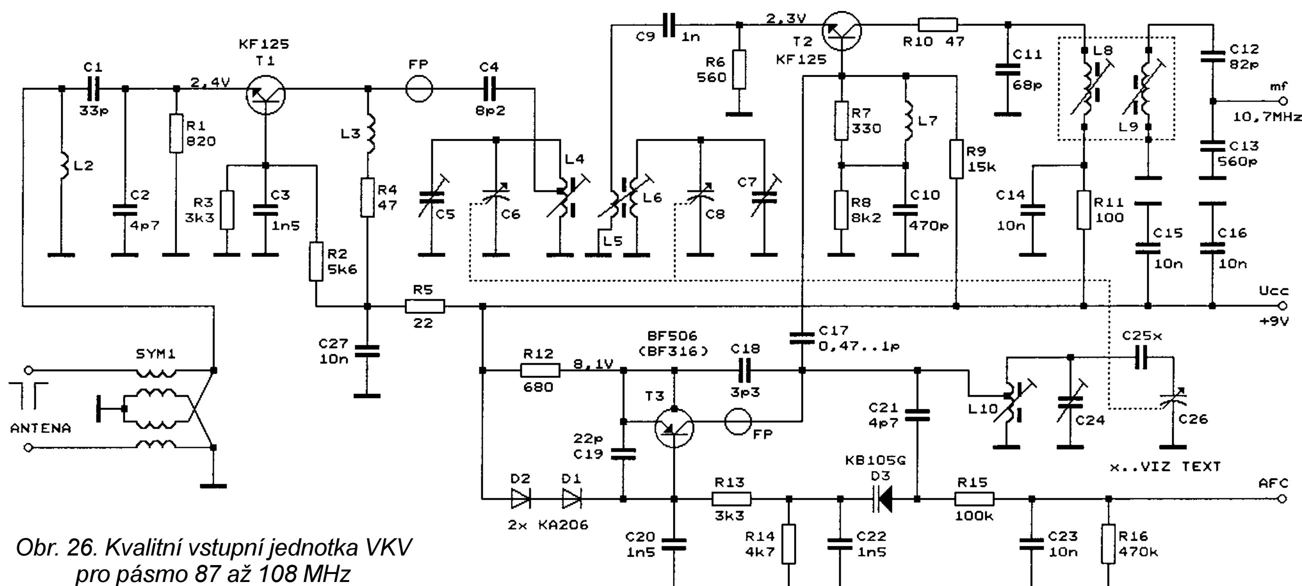
2.6.1. Popis funkce

Vstupní obvod L2, C1 a C2 přizpůsobuje vstupní zesilovače k anténě. Vstup je navržen pro impedanci antény 300 Ω, takže součástí vstupního zesilovače je i symetrizační člen SYM1. Anténa se připojuje k přijímači televizní dvoulinkou. Vstupní obvod je širokopásmový přes celé přijímané pásmo, rezonance obvodu je silně zatlumena a má plochý průběh, střed pásma se nastavuje na frekvenci asi 97 MHz. Živý vývod C3 je spojen nejkratším přívodem přímo s bází tranzistoru a blokuje vf signál, emitor T1 je připojen na cívku L2 přes kapacitní dělič C1, C2.

Zesilovač pracuje v zapojení se společnou bází. Stejnosměrný pracovní bod tranzistoru T1 ($U_{ce} \approx 6$ V, $I_c = 2$ mA) je nastaven rezistory R1, R2 a R3. Kolektor tranzistoru je napájen přes vf tlumivku L3 a rezistor R4, který zatlumuje případnou parazitní rezonanci vf tlumivky.

Zesílený vf signál je veden přes kondenzátor C4 na laděný obvod L4, C5, C6 . Signál je navázán na odbočku cívky L4, aby byla zajištěna dostatečná stabilita zesilovače. Cívky L4 a L6 spolu tvoří pásmovou propust, která je laděna v souběhu s oscilátorem dvěma sekcemi trojitého otočného kondenzátoru C6 a C8. Trimry C5 a C7 slouží k přesnému nastavení. Obvody pásmové propusti jsou indukčně vázány společným magnetickým polem obou cívek. Vazba má být přibližně kritická se šířkou pásma asi 2 MHz, při přelaďování se však stupeň vazby mírně zvětšuje na vyšších kmitočtech.

Směšovač s tranzistorem T2 je navázán na propust vazební cívkou L5 a kondenzátorem C9. Směšovač je aditivní, oscilátor je připojen na bázi tranzistoru. Mf obvod uzavírá cívka L7 a kondenzátor C10. Rozdílový signál mf kmitočtu je odebírán z kolektoru T2, v jehož obvodu je pásmová propust mf kmitočtu 10,7 MHz s cívkami L8 a L9. Kondenzátor C11 je rezonanční kapacita primárního obvodu, C14 blokuje napájecí napětí. Rezistor R10 zamezuje rozkmitání tranzistoru na mf kmitočtu, neboť na bázi i na emitoru je pro signál mf kmitočtu zkrat. Signál oscilátoru je do směšovače přiveden přes kapacitu C17.



Obr. 26. Kvalitní vstupní jednotka VKV pro pásmo 87 až 108 MHz

Oscilátor je realizován s tranzistorem T3 v zapojení se společnou bází. Rezonanční obvod oscilátoru tvoří cívka L10 zapojená v kolektorovém obvodu T3 a kondenzátory C24, C25 a C26. K přelaďování kmitočtu je využita třetí sekce trojitého otočného kondenzátoru C26. Zpětná vazba je zapojena z kolektoru na emitor tranzistoru T3 přes kondenzátor C18 a kapacitu kovového pouzdra tranzistoru, které je spojeno s emitorem. Kondenzátor C20 je blokovací v bázi. Proud tranzistorem se nastavuje rezistorem R12 a napětí na bázi tranzistoru (resp. na jeho emitoru) je dáno prahovým napětím na sériově spojených diodách D1 a D2. Tranzistor je typu PNP, aby mohl být kolektor přes cívku L10 uzemněn. Na pozici T3 je vhodný křemíkový tranzistor typu BF316 nebo BF506. Na kolektor tranzistoru v oscilátoru navlečeme miniaturní feritovou perličku (z rozebraného kanálového voliče z televizoru), aby oscilátor vlivem různých montážních indukčností parazitně nekmital na frekvencích v mikrovlnném pásmu.

V obvodu oscilátoru je ještě varikap D3, který uskutečňuje funkci AFC (automatické dolaďování kmitočtu). Na rezonanční obvod oscilátoru je varikap připojen přes kondenzátor C21. Kapacita kondenzátoru C21 určuje strmost dolaďovací smyčky AFC (o kolik kHz se změní kmitočet oscilátoru při určité změně dolaďovacího napětí). Varikap je zapojen tak, že na jeho katodu je přiváděno napětí asi 5 V z odporového děliče *R13, R14* a na jeho anodu dolaďovací napětí AFC přes rezistor R15. Při správném naladění přijímaného kmitočtu musí být toto dolaďovací napětí nulové (vůči zemi). Varikap je tedy polarizován v závěrném směru.

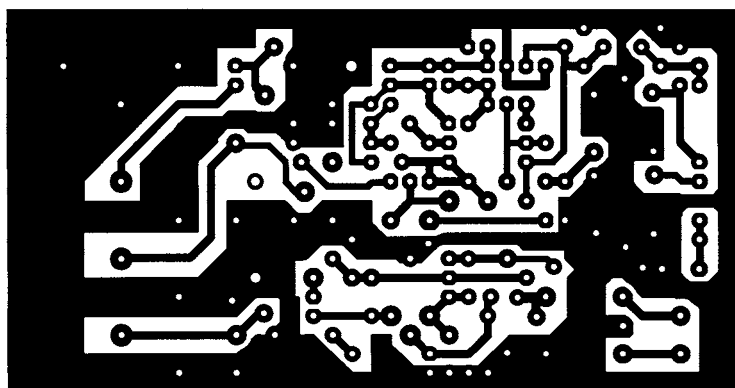
Uvedené zapojení varikapu je určeno pro přijímače, které používají k demodulaci FM signálu poměrový detektor, protože právě poměrový detektor (viz kapitolu o mf zesilovačích) má na výstupu při správném naladění nulové stejnosměrné napětí. Při odladění se na jeho výstupu objeví kladné nebo záporné stejnosměrné chybové napětí. Toto chybové napětí může být zavedeno jako dolaďovací napětí AFC na rezistor R16, takže výsledné napětí na varikapu D3 bude součtem základního předpětí varikapu z děliče R13, R14 a dolaďovacího napětí AFC z poměrového detektoru.

AFC je možné vyřadit z činnosti spojením přívodu dolaďovacího napětí AFC se zemí spínačem „AFC“ (zkratováním rezistoru R16). Kondenzátory C22 a C23 blokují vf signál.

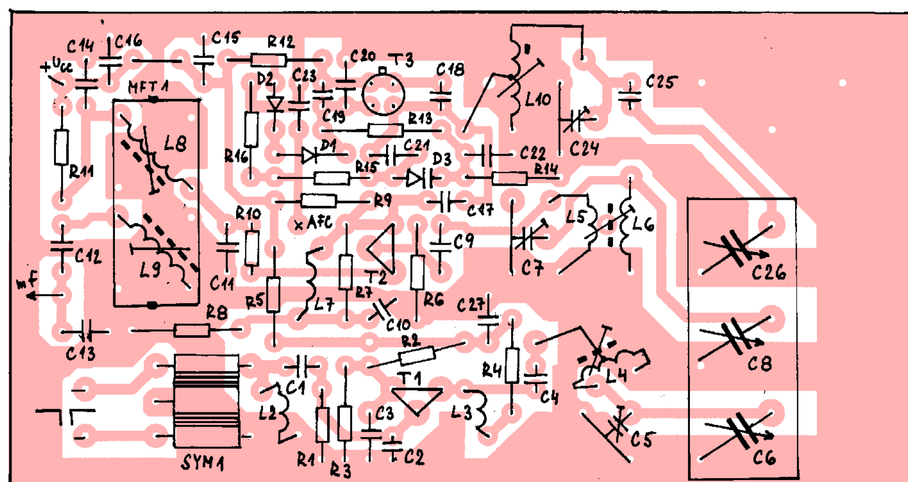
2.6.2. Konstrukce

Jednotka je realizována na desce s jednostrannými plošnými spoji. Obrazec spojů je na obr. 27a, rozmístění součástek na desce je na obr. 27b.

Deska se všemi obvody je umístěna v krabičce ze železného pocínovaného (FeSn) nebo měděného (Cu) plechu tloušťky 0,3 až 0,5 mm. Anténní vstup a mf výstup jsou vyvedeny bezkapacitními průchodkami (získanými např. ze starých krabicových kondenzátorů), pro vývody napájecího napětí a



Obr. 27a. Obrazec plošných spojů vstupní jednotky podle obr. 26 (měř.: 1 : 1)



Obr. 27b. Rozmístění součástek na desce vstupní jednotky podle obr. 26

AFC jsou vhodné keramické průchodkové kondenzátory o kapacitě 1,5 nF.

Výkres krabice není uveden, neboť se jedná pouze o ohnutý pásek plechu FeSn nebo Cu o šířce asi 26 mm (výška krabičky) a vrchní víčko s děrami pro dolaďovací součástky. Polohu děr je nejjednodušší označit tak, že do víčka, které má již ohnuté boky (o šířce asi 3 mm), vložíme neosazenou desku s plošnými spoji a příslušná místa označíme. Je to jednodušší, než otvory pracně vyměřovat podle kótovaného výkresu.

Mechanická konstrukce jednotky je zřejmá z fotografií na obálce tohoto čísla časopisu.

Cívky vf obvodů a oscilátoru jsou navinuty na plastových cívkových tělíscích o průměru 5 mm s vnitřním závitem M4, která se používala v televizorech Orava.

Cívková tělíska osadíme do desky s plošnými spoji bez navinutých cívek a zalepíme je kapkou sekundového lepidla, aby se neotáčela při šroubování dolaďovacích jader. Cívky L4, L6 a L10 navineme podle dále uvedených údajů na vrták stejného průměru, jako má tělísko (5 mm), a nasuneme je na tělíska. Všechny tyto cívky jsou vinuty stejným směrem (pravotočivě).

Anténní symetrizační člen SYM1 má 2x 2 závity miniaturní dvoulinky 2x 0,35 mm a je navinut na dvouotvorovém feritovém jádře z hmoty N01. Délka jádra může být buď 12 mm (jádro pro symetrizační členy VHF) nebo 8 mm. Jedná se o standardní anténní symetrizační člen 300/75 Ω, který vyrábí a dodává např. firma Previs v Banské Bystrici pod označením „TASY”.

Cívka L2 je vzduchová samonosná a má 4,5 závitu lakovaného měděného drátu o průměru 0,5 mm navinutého na průměru 4 mm.

Cívka L3 je tlumivka. Má 15 závitů lakovaného měděného drátu o průměru 0,15 mm navinutého na feritové tyčce o průměru 2 mm z hmoty N02 (světle zelené). Délka tyčky asi 5 mm. Vinutí je nutné zajistit lepidlem. Tlumivka se přilepí k desce s plošnými spoji sekundovým lepidlem.

Cívka L4 má 5 závitů holého nebo lakovaného měděného drátu o průměru 1 mm navinutého na plastovém cívkovém tělísku o průměru 5 mm (viz předchozí text), mezi závity jsou mezery asi 1 mm. Studený konec vinutí je u patky tělíska. Odbočka je uprostřed vinutí. V cívce je feritové jádro M4x8 mm z hmoty N01P (fialové).

Cívka L5 má 1 závit lakovaného měděného drátu o průměru 0,2 mm a je navinuta mezi závity L6 u studeného konce L6.

Cívka L6 má 5 závitů holého nebo lakovaného měděného drátu o průměru 1 mm navinutého na plastovém cívkovém tělísku o průměru 5 mm (viz předchozí text), mezi závity jsou mezery asi 1 mm. Studený konec vinutí je u patky tělíska. V cívce je feritové jádro M4x8 mm z hmoty N01P (fialové).

Cívka L7 je vzduchová samonosná a má 16 závitů lakovaného měděného drátu o průměru 0,5 mm navinutého na průměru 4 mm.

Cívky L8 a L9 mezifrekvenčního transformátoru MFT1 mají každá 17 závitů navinutých měděným lakovaným hedvábím opředeným drátem o průměru 0,1 mm. Cívky jsou navinuty na bakelitových cívkových tělíscích o průměru 5 mm. Tělíska mají patku a vývody do plošných spojů. Na obou cívkách je společný dvojitý hliníkový stínici kryt o půdorysných rozměrech11x22 mm a o výšce asi 16 mm. Cívky se dolaďují feritovými jádry M4x8 z hmoty N05 (označenými modrou barvou). Uvedená cívková tělíska se používala v mnoha čs. rozhlasových přijímačích, je možné použít i cívková tělíska z televizorů a bez patky je přilepit přímo do vyvrtaného otvoru v desce s plošnými spoji.

Cívka L10 má 5 závitů holého nebo lakovaného měděného drátu o průměru 0,8 mm navinutého na plastovém cívkovém tělísku o průměru 5 mm (viz předchozí text), mezi závity jsou mezery asi 1 mm. Studený konec vinutí je u patky tělíska. Odbočka je na 4,5 závitu od studeného konce. V cívce je mosazné nebo hliníkové jádro M4x8 mm.

FP na vývodu k C4 - feritová perlička o průměru 4,5/2 mm a o délce asi 8 mm (z rozebraného OMF dílu televizorů řady Dukla, Aurora, Viktorie apod.)

FP na kolektoru T3 - miniaturní feritová perlička o průměru 2,5/1 mm a o délce asi 2 mm (z rozebraného zesilovače TESA-S pro STA nebo z kanálového voliče televizoru čs. výroby).

2.6.3. Oživení

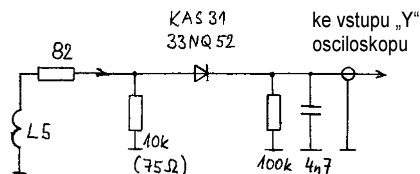
Pro nastavení vstupní jednotky se třemi tranzistory platí obdobný postup, který byl popsán u zapojení s kmitajícím směšovačem (viz kapitola 2.5.3.).

Jednotku spojíme s mf zesilovačem a vstup AFC zkratujeme se zemí.

Nejprve nastavíme pásmovou propust L8 a L9 na mezifrekvenční kmitočet. Signál o kmitočtu 10,7 MHz ze signálního generátoru připojíme přes rezistor o odporu 1 kΩ a oddělovací kondenzátor o kapacitě 10 nF na bázi tranzistoru T2. Laděné obvody s L8 a L9 nastavíme do rezonance tak, že vždy ten obvod, který neladíme, zatlumíme rezistorem o odporu 1 kΩ.

Kmitočet oscilátoru nastavíme čítačem. Při zcela zavřeném otočném kondenzátoru naladíme jádrem cívky L10 frekvenci oscilátoru 98 MHz, která odpovídá nejnižšímu kmitočtu 87,3 MHz pásma VKV. Při zcela otevřeném otočném kondenzátoru naladíme trimrem C24 nejvyšší kmitočet oscilátoru 119 MHz, který odpovídá nejvyššímu kmitočtu 108,3 MHz pásma VKV.

Pásmovou propust s cívkami L4 a L6 ve vstupním zesilovači je nutné



Obr. 28. Vf detekční sonda osciloskopu

nastavit do souběhu s oscilátorem. K tomu je možné použít signální generátor nebo rozmítač s osciloskopem.

Při nastavování souběhu generátorem volíme spodní slaďovací bod v okolí kmitočtů asi 90 až 92 MHz a horní slaďovací bod asi 105 až 106 MHz. Signální generátor s modulací FM připojíme přes symetrizační člen na anténní vstup přijímače a příslušnými dolaďovacími součástkami nastavíme maximální citlivost přijímače.

Při nastavování souběhu rozmítačem postupujeme takto:

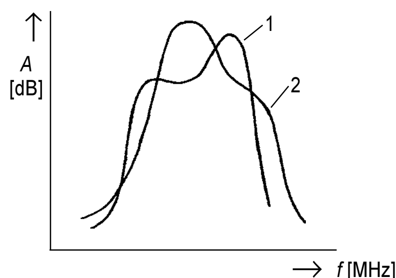
Nejprve pomocí signálního generátoru alespoň hrubě nastavíme nějaký souběh způsobem popsaným pro dvoutranzistorovou vstupní jednotku.

Pak na anténní vstup přijímače připojíme přes symetrizační člen rozmítač a přes kondenzátor o kapacitě asi 1,5 pF zapojený do série s rezistorem o odporu asi 100 Ω připojíme ještě signální generátor přímo na vstup detekční sondy osciloskopu. Schéma zapojení vf detekční sondy je na obr. 28. Detekční sondu připojíme přes rezistor o co největším odporu (alespoň 82 Ω nebo ještě větším, aby měřený obvod byl co nejméně zatížen) na cívku L5. Osciloskop musí mít stejnosměrný vstup.

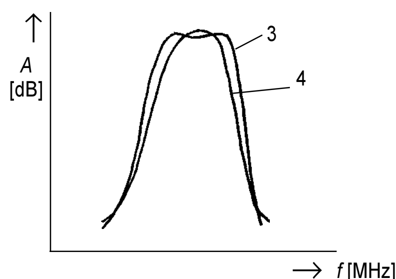
Výstupní vf napětí rozmítače i generátoru „stáhneme“ zatím na minimum. Citlivost osciloskopu nastavíme takovou (řádu mV na dílek), aby se stopa na obrazovce nepatrně posunula ve svislém směru nahoru.Tuto výchylku způsobuje přítomnost napětí oscilátoru, které proniká z báze směšovacího tranzistoru na jeho emitor. Je-li citlivost detekční sondy rozmítače nebo osciloskopu nedostatečná, pak je nutné před detekční sondu zařadit nějaký širokopásmový vf zesilovač (širokopásmový zesilovač pro TV rozvody TEROZ nebo jiný podobný se ziskem asi 15 až 20 dB). Sonda pak musí být k výstupu tohoto zesilovače přizpůsobena odporem 75 Ω - viz obr. 28 v závorce.

Zapneme rozmítač a na osciloskopu se zobrazí křivka propustnosti vf zesilovače, resp. úlumová křivka vstupní pásmové propusti (obr. 29a). Velikost napětí vstupního signálu z rozmítače (asi 5 až 10 mV) nastavíme tak, aby byla křivka zobrazena na celou výšku stínítka, ale aby nebyla limitována přebuzením vstupního tranzistoru jednotky.

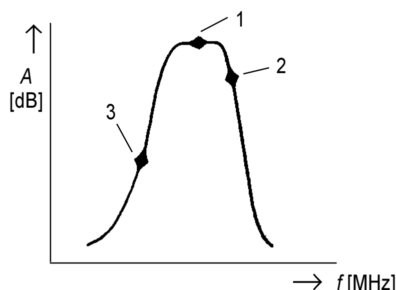
Do vstupního signálu pak přimísíme ještě nemodulovaný signál o kmitočtu 10,7 MHz z generátoru. Směšováním signálu z oscilátoru přijímače a signálu z generátoru se vytváří v detekční sondě signál o kmitočtu odpovídajícím na-



Obr. 29a. Útlumová křivka rozladěné vstupní pásmové propusti. 1, 2 - laděné obvody propusti mají různé rozdílné kmitočty



Obr. 29b. Útlumová křivka naladěné vstupní pásmové propusti. 3 - nadkritická vazba, 4 - kritická vazba



Obr. 30. Značka vytvořená záznějem signálu místního oscilátoru se signálem ze signálního generátoru a její poloha na útlumové křivce vstupní pásmové propusti. 1 - správná poloha značky, 2, 3 - nesprávná poloha značky při špatném souběhu

laděné frekvenci přijímače. Tento signál vytváří se signálem z rozmítače zázněj, a to v okamžiku, kdy je frekvence rozmítače rovna naladěné frekvenci přijímače (viz obr. 30). Zázněj se projevuje na zobrazované křivce jako malý zákmit - značka (na křivce je vždy jen jedna značka!).

Při správně nastaveném souběhu vstupního a oscilátorového obvodu je vrchol rezonanční křivky vstupní propusti o mf kmitočet 10,7 MHz níže než je frekvence oscilátoru a námi vytvořená značka leží ve středu propustného pásma (poloha značky 1 na obr. 30).

Začneme-li nyní přijímač přelaďovat otočným kondenzátorem, bude se měnit tvar křivky propustnosti vlivem odchylek souběhu obou laděných obvodů propusti (obr. 29a, obr. 29b) a značka se bude posouvat na různé strany od vrcholu křivky (obr. 30 - poloha značky 2 nebo 3).

Posouvání značky je dáno odchylkami od souběhu mezi vstupem a oscilátorem. Správný souběh poznáme tak, že zázněјová značka musí co možná nejpřesněji ležet v pásmu propustnosti propusti s cívkami L3 a L4, tedy v nakreslené poloze 1 na obr. 30 nebo na jednom nebo druhém kraji u vrcholu průběhu.

Vhodný postup nastavení je takový, že nejprve nastavíme vzájemný souběh obou laděných obvodů pásmové propusti (dolaďovacími součástkami L4, C5 a L6, C7) v celém přijímaném pásmu (t.j. od 87 do 108 MHz) bez ohledu na souběh s oscilátorem. Obvody jsou laděny na stejný kmitočet. Pokud oba obvody nejsou naladěny na shodný kmitočet, má křivka propustnosti průběh podle obr. 29a. Takové naladění je nesprávné a souběh obvodů je třeba popravit.

Při přelaďování otočným kondenzátorem v pásmu se mírně mění velikost vazby mezi laděnými obvody, což se projevuje změnou celkové šířky pásma propustnosti. Na obr. 29b odpovídá průběh označený číslem 4 optimální (kritické) vazbě mezi obvody pásmové propusti, průběh 3 znázorňuje situaci, kdy má propust vazbu již mírně nadkritickou, takže se na křivce vytvořily dva přibližně stejně vysoké vrcholy okolo rezonančního středu.

Při přelaďování jednotky se pochopitelně mění poloha zobrazované křivky propustnosti na obrazovce osciloskopu (ve směru osy *x*), takže zároveň s přelaďováním jednotky musíme měnit i kmitočet středu rozmítání na rozmítači nebo nastavit meze rozmítání. Je také možné nastavit celkový zdvih rozmítání tak, aby začátek rozmítání byl na kmitočtu asi 85 MHz a konec na asi 111 MHz. Pak se bude křivka propustnosti na spodním konci VKV pásma zobrazovat v levé části stínítka obrazovky a na horním konci pásma bude vpravo.

Šířku propustného pásma je možné změřit pomocí základních značek rozmítače (pokud je vybaven značkovačem) nebo pomocí značky vytvořené signálním generátorem, který přelaďujeme v okolí kmitočtu rezonance měřené propusti.

Po sladění propusti ještě nastavíme cívkou L2 maximální zesílení vf zesilovače (na kmitočtu v okolí středu přijímaného pásma, tj. např. na kmitočtu 98 MHz). Naladění je velmi ploché.

Nakonec nastavíme souběh vstupního zesilovače s oscilátorem. Generátor je nastaven na 10,7 MHz. Laděním součástek L10 a C24 (popř. změnou kapacity kondenzátoru C25) se snažíme dosáhnout takového naladění, aby se záznějová značka vstupního signálu nedostala v celém pásmu přeladění jednotky mimo propustné pásmo křivky propustnosti vstupu (viz obr. 30).

Poloha značky 2 na obr. 30 znázorňuje případ, kdy je kmitočet oscilátoru vyšší než má být, a propust je naladěna níže, než odpovídá mezifrekvenčnímu rozdílu mezi kmitočtem oscilátoru a vstupu. Poloha značky 3 naopak znázorňuje opačný případ, kdy je kmitočet oscilátoru nižší, než má být.

Pro ladicí kondenzátor 3x 12 pF, který použil autor, není padding C25 osazen (je nahrazen zkratem) a souběh byl vyhovující přes celé pásmo 88 až 108 MHz.

V praxi se nám nikdy nepodaří ideálně nastavit souběh vstupních obvodů s oscilátorem v celém pásmu přeladění. Značka by však měla být v přesném středu křivky propustnosti vstupních obvodů alespoň na dvou kmitočtech (resp. na třech kmitočtech - při optimální kapacitě paddingu C 25), tj. na kmitočtech slaďovacích bodů na začátku a na konci pásma (resp. také ve středu pásma).

Je vyhovující každé nastavení, při němž leží zaznějová značka v pásmu propustnosti vstupního filtru s L4, L6. Snažíme se minimalizovat případy, ve kterých je značka zcela mimo propustné pásmo vstupních obvodů. Pokud jsou odchylky příliš velké, pak je třeba experimentovat s kapacitou paddingu C25 v oscilátoru.

2.6.4. Seznam součástek vstupní jednotky z obr. 26

rezistory - miniaturní TR 212, TR112

R1	820 Ω
R2	5,6 kΩ
R3	3,3 kΩ
R4	47 Ω
R5	22 Ω
R6	560 Ω
R7	330 Ω
R8	8,2 kΩ
R9	15 kΩ
R10	47 Ω
R11	100 Ω
R12	680 Ω
R13	3,3 kΩ
R14	4,7 kΩ
R15	100 kΩ
R16	470 kΩ

kondenzátory - keramické TK 724, TK 744, TK 666, TK 725, TK 745

C9	1nF
C3	1,5 nF
C14	10 nF
C15	10 nF
C16	10 nF
C27	10 nF
C20	1,5 nF
C22	1,5 nF
C23	1,5 nF
C13	560 pF

kondenzátory keramické TK 754, TK 774, TK 794, TK 755, TK 775, TK 795

C1	33 pF
C4	8,2 pF
C10	470 pF
C11	68 pF
C12	82 pF
C19	22 pF
C12	82 pF

kondenzátory keramické TK 656, TK 676, TK 696

C2	4,7 pF
C18	3,3 pF
C17	0,47 nebo 1 pF
C21	4,7 pF

dolaďovací trimry

C5, C7, C24 trimr CKT 2 až 15 pF, průměr 7,5 mm (Philips) nebo keramický 2,5 až 10 pF

ladicí kondenzátor

C6, C8, C26 triál 3x 15 pF, viz text

cívky:

SYM 1 viz text
L2 viz text
L3 viz text
L4 viz text
L5 viz text
L6 viz text
L8 viz text
L9 viz text
L10 viz text
FP na vývodu k C4 viz text
FP na kolektoru T3 viz text

polovodičové součástky

T1, T2 KF125
T3 BF506 nebo BF316 (z kanálového voliče TVP)
D1, D2 KA206 nebo KA261
D3 KB105G (zelená)

deska s plošnými spoji (neoznačená)

2.7. Vstupní jednotka pro náročné použití

2.7.1. Popis zapojení

Schéma jakostní vstupní jednotky s tranzistorem MOSFET typu KF982 a IO Philips TDA1574 pro pásmo 87 až 108 MHz je na obr. 31.

Zapojení je výsledkem práce autora, který se snaží konstruovat přijímače VKV pro nejnáročnější použití. Vstupní jednotka je určena pro automobilový přijímač, pro měřicí přijímač určený k průzkumu příjmových podmínek a pro přístroje k měření vf polí.

Cílem návrhu byla konstrukce vstupní jednotky, která by v maximální míře odolávala vzniku intermodulačních produktů vlivem silných signálů a přitom měla zachovánu citlivost kolem 1 μV, aby byl přijímač využitelný i pro dálkový příjem včetně RDS.

Dalším požadavkem bylo zachování standardní mezifrekvence 10,7 MHz, napájecího napětí 9 V a rozsahu ladicího napětí 2 až 8 V pro přeladění přes celé pásmo.

U profesionálních měřicích přijímačů bývá dvojí směšování, přičemž první mezifrekvence může být např. 38 MHz, nebo je vstup přijímače koncipován jako up-konvertor s kmitočtem první mf až 2000 MHz. Na jinou mezifrekvenci než je 10,7 MHz však nejsou na trhu k dispozici žádné filtry a bylo by nutné je realizovat s klasickými cívkami.

Z uvedených důvodů je jako dobrý kompromis voleno následující celkové uspořádání obvodů vstupní jednotky: vstupní vf zesilovač s tranzistorem MOSFET, pásmová propust a vyvážený integrovaný směšovač.

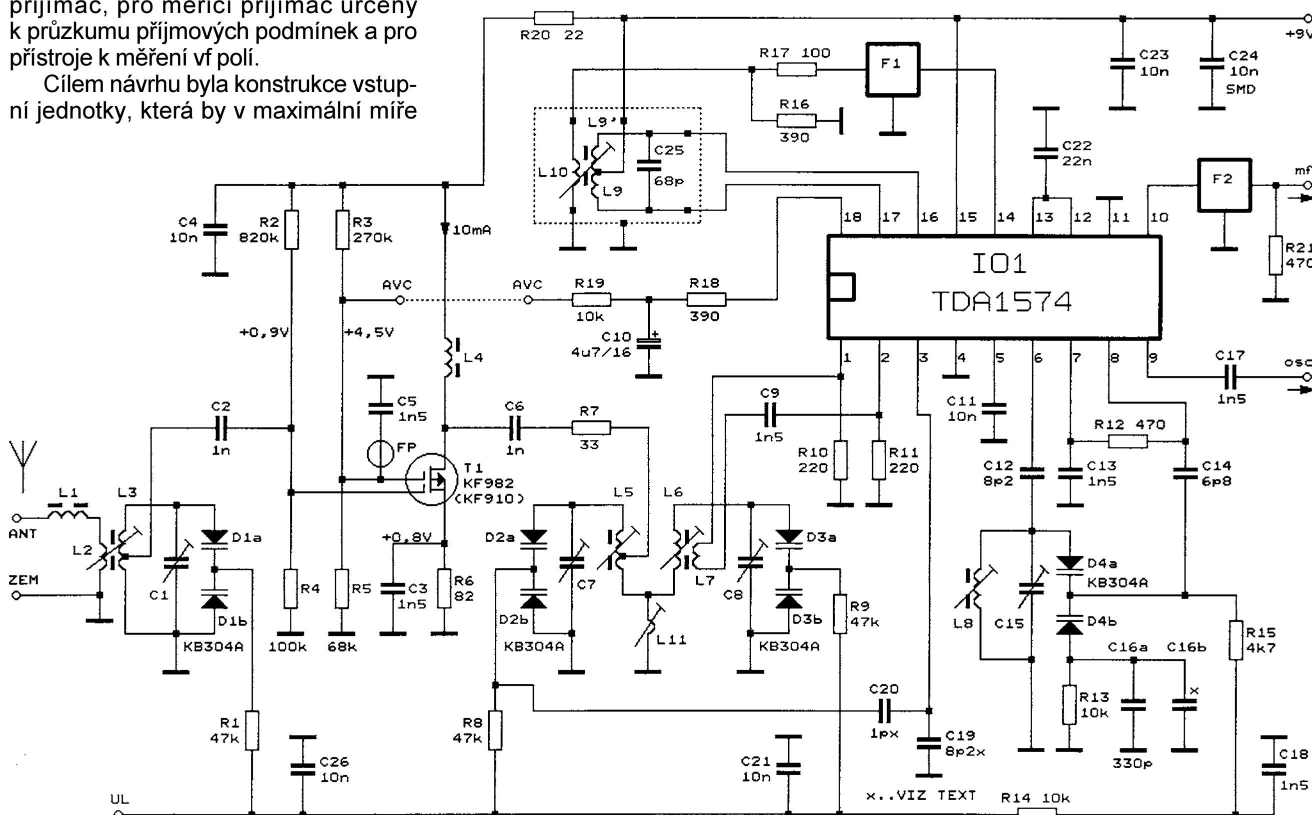
Použitý IO TDA1574 obsahuje i kvalitní obvody oscilátoru, takže odpadají komplikace s realizací samostatného oscilátoru a s jeho následným připojením k vyváženému směšovači (problémy se symetrií připojení, s velikostí oscilačního napětí, s oddělovacími stupni atd., jaké by přineslo použití samostatného směšovače - např. IO S042P, UZ07 apod.).

Zapojení vstupní jednotky částečně vychází z konstrukce publikované v ročence PE - ELECTUS 2002 (lit. [6]). Celkově byly inovovány obvody ladění s varikapy KB304, ve kterých autor přistoupil ke klasickému zapojení s kapacitními dolaďovacími trimry ve všech vf rezonančních obvodech. Součástí jednotky se staly i dva keramické mf filtry, využit je i předzesilovač mf signálu v integrovaném obvodu TDA1574. Jednotka tak tvoří kompaktní blok, na jehož mf výstup se připojuje pouze monolitický mf zesilovač s demodulátorem bez nutnosti použít lineární mf předzesilovač. Jednotka obsahuje i obvod AVC pro vf zesilovač, které zamezuje přebuzení při příjmu silných signálů. Jednotka má shodné rozměry s jednotkami z přijímačů výroby TESLA Bratislava z 80. let. Ke konstrukci je možné krabičku od tovární třítranzistorové jednotky bez jakýchkoliv úprav použít.

Signál z antény přichází přes cívku L1, která upravuje vstupní impedanci, na vazební vinutí L2, z něhož se přenáší na vstupní rezonanční obvod L3, C1 a D1. K ladění obvodu je použita dvojice varikapů (D1a a D1b).

Vstupní vf předzesilovač s tranzistorem T1 typu KF982 je připojen přes vazební kondenzátor C2 na odbočku cívky L3 vstupního rezonančního obvodu. První hradlo tranzistoru má zavedeno stejnosměrné předpětí asi 1,5 V (vůči zemi) z odporového děliče R2, R4. Odporem rezistoru R2 se nastavuje předepsaný proud I_{G1S} o velikosti 10 mA.

Druhé hradlo tranzistoru má předpětí U_{G2S} = 4 V (resp. asi 5 V vůči zemi) z děliče R3 a R5. Napětí na rezistoru R5 je vytvořeno součtem dvou proudů - proudu tekoucího rezistorem R3 z napájecího zdroje a proudu 50 μA, tekoucího přes rezistory R19 a R18 z obvodu AVC v IO1. Jestliže AVC nenasa-



Obr. 31. Vstupní jednotka VKV pro náročné použití

zuje, dodává vnitřní obvod AVC do vývodu *18* IO1 klidový proud asi 50 μA. Při nasazení AVC proud klesá (podrobněji viz dále). Pro vf signál je druhé hradlo blokováno kondenzátorem C5. Na přívodu ke kondenzátoru C5 je navlečena miniaturní feritová perlička, která zamezuje zakmitávaní tranzistoru T1 na mikrovlnných kmitočtech.

V emitoru tranzistoru je rezistor R6 blokovaný pro vf signál kondenzátorem C3. Rezistor R6 stabilizuje ss pracovní bod tranzistoru a zamezuje zničení tranzistoru při náhodném přebuzení vstupu jednotky silným vf signálem.

Kolektor tranzistoru je stejnosměrně napájen přes tlumivku L4. Tranzistor KF982 je zvláště určen pro VKV zesilovače a má předepsané napětí U_{DS} = = 10 V. V použitém zapojení je napětí U_{DS} jen asi 7,5 V bez měřitelného zhoršení parametrů. Byly odzkoušeny i tranzistory KF907 a KF910, které mají předepsané U_{DS} = 15 V a I_{DS} = 10 mA, a ani u nich nebylo pozorováno žádné zhoršení vlastností zesilovače při menším napájecím napětí U_{DS} = 7,5 V.

Zesílený vf signál je navázán z kolektoru tranzistoru přes vazební kondenzátor C6 a rezistor R7 na primární obvod pásmové propusti s L5 a L6. Signál je navázán na odbočku cívky L5, rezistor R7 zamezuje rozkmitání vf zesilovače. Změnou velikosti odporu *R7* je možné nastavit optimální zesílení vf stupně.

Vazba rezonančních obvodů pásmové propusti vstupního signálu s L5 a L6 je indukční proudová prostřednictvím cívky L11. Oba rezonanční obvody jsou laděny dvojicemi varikapů D2 a D3, k doladění souběhu jsou paralelně k varikapům připojeny dolaďovací kapacitní trimry.

Použité varikapy KB304 jsou dvojice varikapů s větší kapacitou (42 až 47 pF) v pouzdře TO-92 se třemi přívody. Jsou zvláště určeny pro vstupní jednotky VKV přijímačů a pracují s malým ladicím napětím (U_L = 2 až 8 V). Tyto varikapy jsou z výroby dále tříděny podle celkové kapacity při U_L = 2 V a jsou označeny písmeny A až E. Varikapy se shodnými písmeny mají v obvodech ladění zaručený souběh průběhu kapacit.

Ladicí napětí je na varikapy přivedeno přes rezistory R1, R8 a R9. Nežádoucímu šíření vf signálu je zamezeno blokovacími kondenzátory C21 a C26.

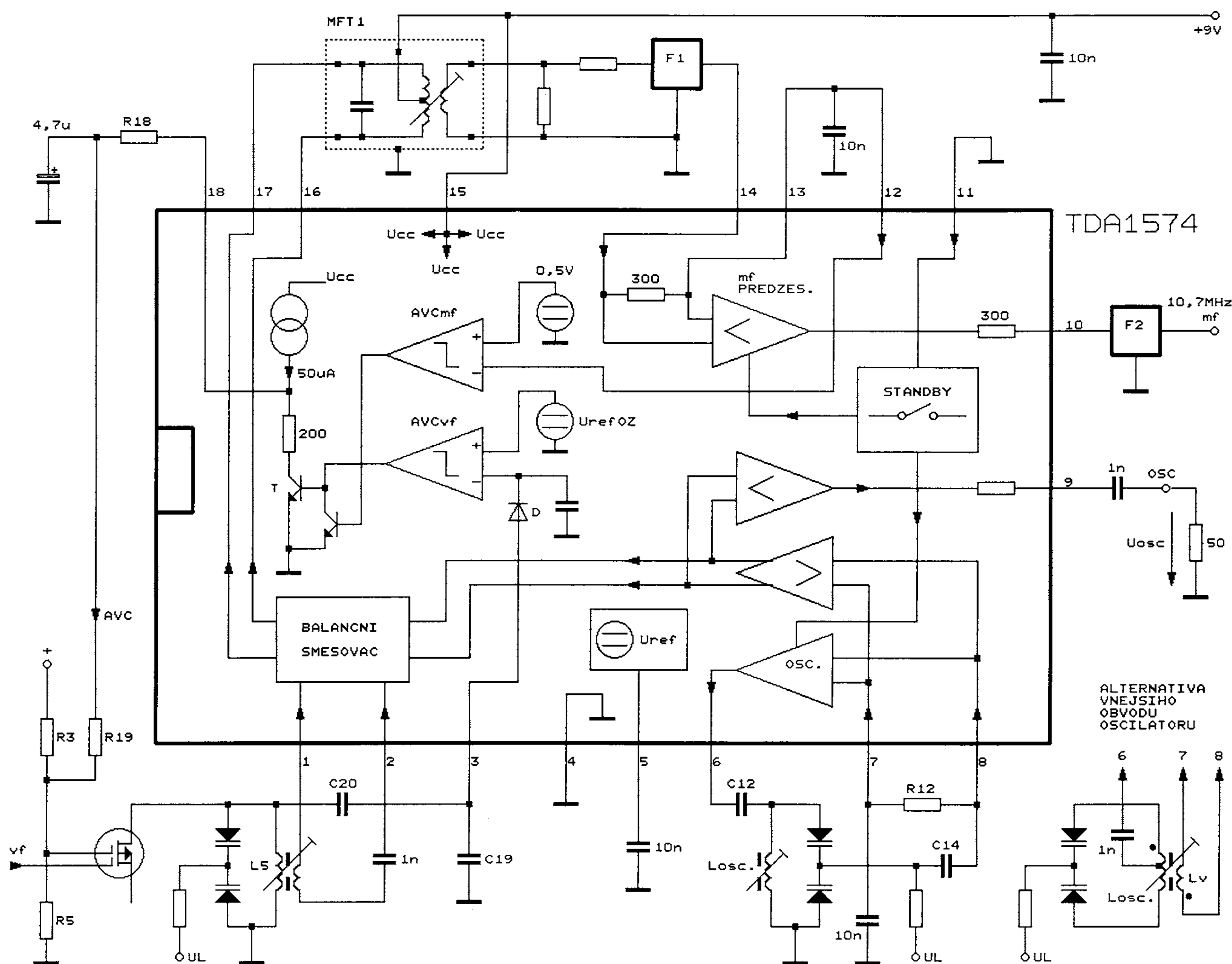
Směšovač v integrované struktuře TDA1574 (IO1) je navázán na cívku L6 sekundárního obvodu pásmové propusti vazební cívkou L7. Vstup směšovače má velmi malý odpor, jen asi 14 Ω, protože je tvořen emitory tranzistorů.

Blokové schéma vnitřního zapojení integrovaného obvodu TDA1574 je na obr. 32. Na schématu je naznačeno i připojení základních vnějších součástek a laděných obvodů.

Směšovač je v symetrickém vyváženém zapojení. Mf výstup směšovače tvoří kolektory tranzistorů na vývodech *16* a *17*, na které se připojuje první mf transformátor MFT1. Přes jeho vinutí je také přivedeno napájecí napětí pro směšovač. Výstupní impedance směšovače mezi vývody *16* a *17* není v katalogu uvedena, ale je dostatečně velká, takže rezonanční obvod mf transformátoru není tlumen. Výstupní kapacita je podle katalogu 13 pF, celkový výkonový zisk je typicky 14 dB, šumové číslo uvádí výrobce 9 dB. V katalogu je dále uvedena vybuditelnost směšovače 115 dBμV. Odstup intermodulačních produktů ani zatěžovací impedanci výrobce neuvádí. Uvedené hodnoty platí pro měřicí zapojení výrobce.

MF transformátor je naladěn na mf kmitočet 10,7 MHz. Protože výstup směšovače je symetrický, musí být primární vinutí mf transformátoru MFT1 rozděleno na dvě shodné poloviny. Symetrie je dosaženo bifilárním vinutím, obě vinutí jsou spojena do série, střed je připojen k napájecímu zdroji.

V zapojení směšovače na obr. 31 jsou použity ještě rezistory R10 a R11. Těmi je dodatečně zvětšen celkový proud směšovače - obdobně, jako je



Obr. 32. Blokové schéma integrovaného obvodu TDA1574

tomu u aplikace IO S042P. Zvětšením proudu je dosaženo zlepšené odolnosti směšovače proti vzniku intermodulačního rušení.

IO TDA1574 dále obsahuje vnitřní oscilátor. Jeho součástí je vnější laděný obvod se součástkami L8, C15, D4 a C16, který je připojen na vývody *6*, *7* a *8*. Vývod *6* je nesymetrický výstup a vývody *7* a *8* symetrický vstup vnitřního oscilátoru. Laděný obvod je možné navázat na TDA1541 buď kapacitní vazbou přes C12 a C14 (jak je zakresleno na obr. 31), nebo indukčně vazebním vinutím Lv, jak je zakresleno jako alternativní možnost na obr. 32. Kondenzátory C16a a C16b jsou paddingy, které zajišťují správný průběh ladění oscilátoru v souběhu se vstupním obvodem. Dva kondenzátory paralelně jsou zapojeny proto, aby malými změnami kapacity *C16b* mohla být nalezena co nejpřesnější kapacita paddingu. Rezistor R13 uzavírá stejnosměrně obvod varikapů. Při kapacitní vazbě musí být vstupy *7* a *8* navzájem stejnosměrně propojeny nějakým rezistorem (R12). Při použití rezonančního obvodu s vazebním vinutím je nutné respektovat správné zapojení začátku a konce vazebního vinutí, jinak oscilátor nekmitá. Obvod s vazebním vinutím je vhodný při použití ladicích varikapů s menší kapacitou (např. KB205, BB121 apod.), protože v tom případě by již byly na závadu parazitní kapacity vnitřní polovodičové struktury v IO.

Směšovač v integrovaném obvodu je navázán na oscilátor přes oddělovací zesilovač. Přes druhý oddělovací zesilovač je vyvedeno na vývod *9* IO1 zesílené vf napětí z oscilátoru (asi 50 mV na zátěži 75 Ω) pro další využití v přijímači. Vývod *9* slouží pro připojení digitální stupnice nebo obvodu frekvenční syntézy. Výstupní impedance vývodu *9* je podle katalogu 2,5 kΩ, zatěžovací odpor má být 75 Ω. Odstup harmonických produktů od signálu se základním kmitočtem (nosné vlny) oscilátoru je minimálně -15 dBC (decibelcarrier).

V IO1 jsou ještě další dva nezávislé bloky. Je to obvod AVC a mezifrekvenční předzesilovač.

Obvod AVC se skládá z vf detektoru, jehož vstup je připojen na vývod *3*, a dále obsahuje dva operační zesilovače, regulační tranzistory a zdroj proudu o velikosti 50 μA. Výstup obvodu AVC je na vývodu *18* IO1. Spodní operační zesilovač (označený jako AVCvf) zpracovává napětí usměrněné vf detektorem, horní operační zesilovač (AVCmf) může zpracovávat řídicí napětí z detektoru v mf zesilovači, které je možné připojit na vývod *12* IO1.

V popisované vstupní jednotce je využito pouze AVC pro vf signál, regulace z mf zesilovače nemá příliš velký smysl, neboť moderní integrované mf zesilovače mají účinný omezovač, takže není možné je přebudit silným signálem. K regulaci zisku vf zesilovače zcela postačí obvod s detektorem na vývodu 3 IO1. Není-li mezifrekvenční AVC využito, pak výrobce doporučuje navzájem spojit vývody *12* a *13* IO1.

AVC pro vf signál funguje takto: Neinvertující vstup operačního zesilovače je připojen na detektor, který usměrňuje vf signál nakmitaný na cívce L5 pásmové propusti. Vf signál se z L5 odebírá kapacitním děličem C20, C19. Invertující vstup je uvnitř IO1 trvale připojen na malé referenční napětí U_{refOZ}. Výstup operačního zesilovače je připojen na regulační tranzistor T. Je-li detekované napětí z vývodu *3* IO1 malé, AVC nenasazuje a regulační tranzistor T je uzavřen. Zdroj proudu dodává do vývodu *18* IO1 maximální proud (výrobcem nastavený na 50 μA). Přes rezistory R18 a R19 je proud dodáván do rezistoru R5, na kterém spolu s proudem tekoucím rezistorem R3 z napájecího zdroje vytváří předpětí pro druhé hradlo tranzistoru MOSFET (T1) ve vstupním zesilovači. Je-li zaveden na vstup vf zesilovače příliš silný signál, který by mohl přebudit tranzistor, varikapy laděného obvodu L5 nebo směšovač v integrovaném obvodu, objeví se na detektoru na vývodu *3* IO1 dostatečně velké vf napětí. Pokud je tak velké, že po usměrnění diodou D v obvodu AVC převýší velikost referenčního napětí na invertujícím vstupu operačního zesilovače, je výstupním napětím z operačního zesilovače otevírán regulační tranzistor T. To má za následek zmenšování proudu z vývodu *18* IO1 do rezistorů R18, R19 a R5, protože proud ze zdroje proudu 50 μA je otevřeným tranzistorem T sváděn do země. Napětí na druhém hradle tranzistoru T1 ve vf zesilovači klesá a tím klesá i zisk vf zesilovače. Při úplném otevření regulačního tranzistoru T naopak teče proud přes rezistory R19 a R18 obráceně a ještě tak zmenší napětí na druhém hradle tranzistoru T1, aby jeho zisk byl minimální. Tak je udržováno vf napětí na laděném obvodu s cívkou L5 na přijatelné velikosti.

Časová konstanta regulační smyčky AVC je nastavena velikostí odporů rezistorů R18, R19 a kapacitou kondenzátoru C10. Velikost signálu, při níž AVC nasazuje, je také určena velikostí vf vazby na cívku L5, uskutečněné kapacitním děličem C20 a C19. Vazba musí být malá, aby se zbytečně nezeslabovaly středně silné signály. Strmost regulace (resp. celkový zisk regulační smyčky AVC) je určena velikostí odporů rezistorů R3, R5, R19 a R18. Vstupní impedance vstupu AVC (vývodu *3* IO1) pro vf signál je asi 4 kΩ, jeho vstupní kapacita je 3 pF.

Vstup obvodu AVC odvozený z napětí mf signálu je na vývodu *12* IO1. Toto AVC nefunguje bez přítomnosti silného vf signálu v prvním obvodu AVC. Při návrhu zapojení zřejmě výrobce vycházel z předpokladu, že může nastat v příjmových podmínkách situace, v níž bude přijímač naladěn na slabý signál v blízkosti signálu silné stanice. Pak nastane stav, kdy vf obvod AVC detekuje silný vf signál, který prošel vf zesilovačem a omezuje jeho zisk otevřením tranzistoru T, ale z mezifrekvenčního zesilovače není dostatečně velké stejnosměrné napětí. Bude-li vstup *12* IO1 spojen s výstupem pro S-metr mf zesilovače, bude v takovém případě napětí na invertujícím vstupu horního operačního zesilovače (na vývodu *12* IO1) menší než referenční napětí na neinverujícím vstupu a druhý tranzistor připojený k výstupu OZ AVCmf zkratuje řídicí napětí pro regulační tranzistor T vysokofrekvenčního AVC a tím zvětší zesílení vf zesilovače v jednotce (viz obr. 32). V praxi však může tato funkce selhávat, protože šířka pásma vf obvodů jednotky je několik MHz, takže na varikapy laděných obvodů a do směšovače může proniknout i několik velmi silných signálů sousedních stanic současně. Protože vf díl je uzavřen působením vf AVC, je na mf detekci malé nebo žádné napětí užitečného signálu. Zvětšením zisku vf zesilovače působením horního OZ a otevřením pomocného tranzistoru však vznikne výrazná intermodulace způsobená přebuzením vf zesilovače, ladicích varikapů i směšovače a je pravděpodobné, že užitečný signál se na mezifrekvenčním výstupu stejně neobjeví nebo bude značně rušen. Z těchto důvodů nebyl obvod mezifrekvenčního AVC využit. Je také zřejmé, že je zapotřebí citlivě nastavit velikost vazby na detektor vf AVC, aby AVC zeslabovalo zisk vf zesilovače co nejméně, avšak natolik, aby výkon nežádoucích intermodulačních produktů nepřesahoval přijatelnou míru.

Při vývoji a měření obvodů přijímačů VKV autor prokázal, že nejslabším článkem z hlediska nelinearity není vf zesilovač nebo vyvážený směšovač, ale ladicí varikapy pásmové propusti za vf zesilovačem. Tato propust filtruje již zesílený vf signál o úrovních jednotek až desítek mV, a právě varikapy se chovají jako značně nelineární součástky. Proto byl původní návrh jednotky (zveřejněný v lit. [6]) inovován a byly použity „rozhlasové“ varikapy KB304 s větší kapacitou. Tím se zmenšil poměr *L/C* rezonančních obvodů, čímž se zmenšilo nakmitané napětí na varikapech. Prahové mezivrcholové vf napětí na vývodu *3* IO1, potřebné pro nasazení AVC, je podle grafu v katalogu asi 15 až 18 mV (na kmitočtu 98 MHz).

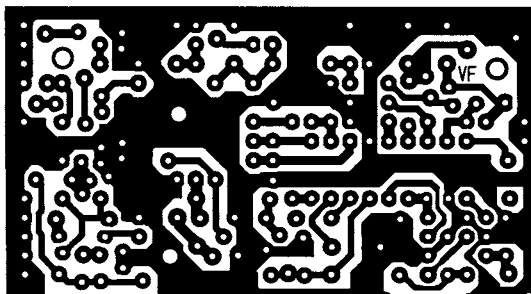
Na vývodu *11* IO1 je vstup STAND-BY. Připojí-li se na tento vývod ss napětí větší než asi 3 V, celý IO se vypne. Funkce zřejmě slouží k jednoduchému vypnutí v automobilových přijímačích nebo při přepnutí kombinovaných přijímačů na jiný vlnový rozsah, který by mohl být rušený oscilátorem tohoto IO.

V IO1 je ještě samostatný mf předzesilovač. Jeho symetrický vstup je na vývodech *14* a *13* a je přizpůsoben pro připojení keramického filtru. Výstup předzesilovače je na vývodu *10*. Vstupní i výstupní impedance mf předzesilovače je asi 330 Ω. Předzesilovač má velmi dobré vlastnosti.Celkový zisk má typicky 30 dB, vybuditelnost na výstu-

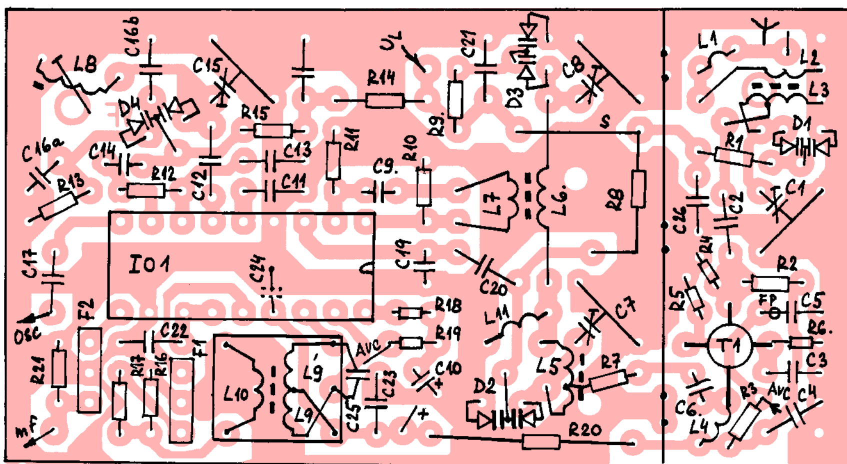
pu má jmenovitou velikost 750 mV. Vstupní kapacita mezi vývody *13* a *14* je podle katalogu 13 pF, výstupní kapacita je 3 pF.

Mf předzesilovač je na výstup směšovače navázán přes keramický filtr F1 vazebním vinutím L10 na prvním mf transformátoru MFT1. Rezistory R16 a R17 přizpůsobují vstupní impedanci filtru F1, výstup filtru je připojen přímo na vstup mf předzesilovače. Na výstupu předzesilovače (vývod *10* IO1) je druhý keramický filtr F2 a zatěžovací rezistor R21.

Napájecí napětí se připojuje na vývod IO1. Může být podle katalogu minimálně 7 V a maximálně 16 V. Na směšovači může být na vývodech *16* nebo *17* vůči zemi maximálně 35 V. Maximální dovolený proud směšovačem výrobce v katalogu neuvádí. Jmenovitý proud protékající současně vývody *16* a *17* je 4,0 mA. Jmenovité provozní napájecí napětí obvodu je 8,5 V, IO má ve vnitřní struktuře zdroj referenčního napětí 4,1 V. Vývod *5* má být blokován kondenzátorem 10 nF. Dovolený provozní rozsah teplot IO TDA1574 je -40 až +85 °C.



Obr. 33a. Obrazec plošných spojů vstupní jednotky podle obr. 31 (měř.: 1 : 1)



Obr. 33b. Rozmístění součástek na desce vstupní jednotky podle obr. 31

2.7.2. Konstrukce a použité součástky

Celá jednotka je umístěna na desce s jednostrannými plošnými spoji. Obrazec spojů je na obr. 33a, rozmístění součástek na desce je na obr. 33b. Deska má tloušťku 1 mm, na to je třeba upozornit výrobce plošných spojů při objednávce!

Deska je zapájena ve stínicí krabičce, jejíž výkresy jsou na obr. 34.

Krabičku je možné buď zhotovit z pocínovaného železného plechu (FeSn) o tloušťce 0,5 mm, nebo můžeme použít bez dalších úprav krabičku od jednotky VKV TESLA Bratislava. Jednotka se používala téměř ve všech československých stolních tranzistorových přijímačích (Soprán, Sextet, Alto a v další odvozené typy).

Nejprve vyvrtáme příslušné díry do desky s plošnými spoji i do krytů a složíme celou mechanickou sestavu, kterou tvoří krabička, deska s plošnými spoji a kryty.

Pak osadíme všechny součástky podle výkresu jejich rozmístění. Po úplném osazení součástkami vložíme desku do krabičky a zemnicí fólii zapájíme všude k bokům krabičky tam, kde měděná fólie končí u okraje desky (viz obr. 34a). Vf zesilovač je oddělen přepážkou, která musí být uprostřed a u okrajů opatřena výstupky a zapájena do desky. Bez tohoto propojení bude vf zesilovač kmitat! Tovární krabička má i různě vylisované otvory a výstupky pro montáž do základní desky celého přijímače a pro uchycení víčka. Výstupky můžeme pracněji vystřihnout z plechu nebo je můžeme realizovat pomocí nýtovacích pájecích oček (viz obr. 34b).

Shora je jednotka zakryta odnímatelným víčkem s dírami pro dolaďování kapacitních trimrů a cívek (obr. 34c a obr. 34d). Poloha těchto děr je při navrženém rozmístění součástek totožná s továrním provedením v původní konstrukci TESLA.

Díry mají průměr 5 mm a jejich poloha není kvůli přehlednosti a pracnosti s vyměřováním na výkrese zakótována. Přesnější je jejich polohu označit na již ohnuté víčko podle děr pro cívky a trimry na desce s plošnými spoji. Neosazenou desku položíme do víčka plošnými spoji nahoru a místa pro vrtání děr označíme např. rýsovací jehlou. Při použití tovární krabičky desku po okrajích podle potřeby obrousíme asi o 0,5 mm, aby okraje desky těsně přiléhaly k bočním plechům. Krabičky z jednotek TESLA měly z výroby různou toleranci v ohnutí (až do 1 mm).

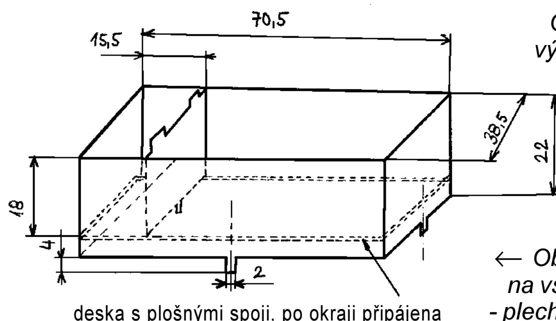
Zespodu je jednotka zakryta rovným plechem, ve kterém jsou díry v místech připojení antény, napájecího a ladicího napětí a výstupů mezifrekvence a oscilátoru. Polohu děr opět označíme zkopírováním z neosazené desky s plošnými spoji nebo z výkresu desky.

Způsob uchycení vstupní jednotky závisí na konkrétním mechanickém provedení celého přijímače.

Autor doporučuje jako nejvhodnější způsob umístit hotovou a naladěnou jednotku na další desku s plošnými spoji (viz obr. 38), na které jsou nezbytné spoje vedoucí k okraji desky pro další zapojení k napájecím zdrojům, k mf zesilovači atd.

Na pomocné desce podle obr. 38 jsou ještě spoje pro blokovací elektrolytický kondenzátor C a oddělovací rezistor R (o odporu 5 až 10 Ω) v přívodu napájecího napětí a spoje pro dva rezistory (neoznačené) k přizpůsobení mf filtru ve vstupní jednotce ke vstupu mf zesilovače, v němž se předpokládá třetí keramický filtr. Uvedené součástky nejsou na schématu na obr. 31 zakresleny, jejich použití závisí na konkrétním způsobu aplikace této vstupní jednotky.

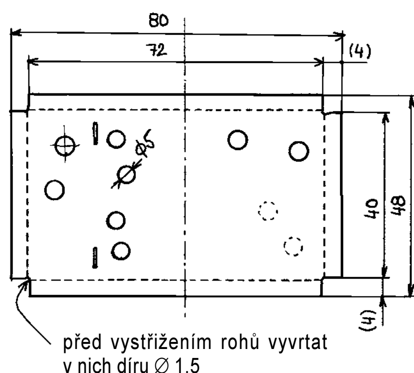
Cívky vf obvodů a oscilátoru jsou na plastových cívkových tělíscích o průměru 5 mm s vnitřním závitem M4. Je možné použít tělíska buď původní ze vstupní jednotky TESLA, nebo z různých přenosných tranzistorových přijímačů. Tato tělíska se také vyskytovala v zesilovačích OMF v televizorech DUKLA, OLYMPIE, AURORA, VIKTORIE (a v dalších odvozených typech) a dále se používala v televizorech typu Color 110 (a odvozených modelech) v modulu OMF.



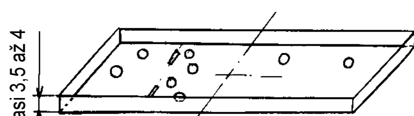
← Obr. 34a. Stínicí krabice na vstupní jednotku (materiál - plech FeSn o tloušťce 0,5 mm)



Obr. 34b. Alternativní řešení výstupků pro uchycení krabice



Obr. 34c. Rozvinutý tvar víka na stínicí krabici při pohledu z rubu (okraje se vyhnou nahoru). Víko je zhotoveno z plechu FeSn o tloušťce 0,3 mm



Obr. 34d. Víko na stínicí krabici po ohnutí okrajů (dno víka je dole)

Cívková tělíska osadíme do desky s plošnými spoji bez navinutých cívek a zalepíme je kapkou sekundového lepidla, aby se neotáčela při šroubování dolaďovacích jader. Cívky L3, L5, L6 a L8 navineme podle dále uvedených údajů na vrták stejného průměru, jako má tělísko (5 mm), a nasuneme je na tělíska. Všechny tyto cívky jsou vinuty stejným směrem (pravotočivě).

Cívka L1 má 4 závity lakovaného měděného drátu o průměru 0,3 mm navinutého na feritové tyčce o průměru 2 mm z hmoty N02 (světle zelená). Délka tyčky je asi 4 mm. Lze také použít původní cívku z rozebrané vstupní jednotky TESLA.

Cívka L2 má 1,5 závitu lakovaného měděného drátu o průměru 0,25 mm. Je navinuta mezi závity L3 u studeného konce L3.

Cívka L3 má 4 závity holého nebo lakovaného měděného drátu o průměru 0,6 mm navinutého na plastovém cívkovém tělísku o průměru 5 mm (viz předchozí text), mezi závity jsou mezery asi 0,5 mm. Studený konec vinutí je u patky tělíska. Odbočka je na 3. závitu od studeného konce. V cívce je feritové jádro M4x10 nebo M4x8 mm z hmoty N01P (fialové).

Cívka L4 je tlumivka o indukčnosti asi 3 μH. Má 15 závitů lakovaného měděného drátu o průměru 0,15 mm navinutého na feritové tyčce o průměru 2 mm z hmoty N02 (světle zelené) nebo N05 (modré). Délka tyčky asi 5 mm. Vinutí je nutné zajistit lepidlem.

Cívka L5 má 4 závity holého nebo lakovaného měděného drátu o průměru 0,6 mm navinutého na plastovém cívkovém tělísku o průměru 5 mm (viz předchozí text), mezi závity jsou mezery asi 0,5 mm. Studený konec vinutí je u patky tělíska. Odbočka je na 2. závitu od studeného konce. V cívce je feritové jádro M4x10 nebo M4x8 mm z hmoty N01P (fialové).

Cívka L6 má 4 závity holého nebo lakovaného měděného drátu o průměru 0,6 mm navinutého na plastovém cívkovém tělísku o průměru 5 mm (viz předchozí text), mezi závity jsou mezery asi 0,5 mm. Studený konec vinutí je u patky tělíska. V cívce je feritové jádro M4x10 nebo M4x8 mm z hmoty N01P (fialové).

Cívka L7 má 1 závit lakovaného měděného drátu o průměru 0,25 mm a je navinuta mezi závity L6 u studeného konce L6.

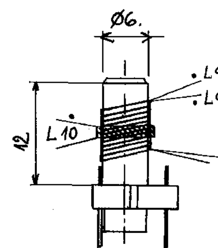
Cívka L8 má 4 závity lakovaného nebo lakovaného a hedvábím opředeného měděného drátu o průměru 0,6 mm navinutého na plastovém cívkovém tělísku o průměru 5 mm (viz předchozí text), mezi závity jsou mezery asi 0,5 mm. Studený konec vinutí je u patky tělíska. V cívce je mosazné nebo hliníkové jádro M4x4 až 6 mm.

Mezifrekvenční transformátor MFT1 s cívkami L9, L9', a L10 je navinut na bakelitovém cívkovém tělísku TESLA Pardubice o průměru 6 mm. Tělísko je opatřeno hliníkovým stínicím krytem. Tato tělíska se používala ve všech radiostanicích typu VR 20, PR 21, VXW apod. z výroby Tesla Pardubice. Tělíska mají patku s pěti kolíčkovými vývody. Konstrukce a zapojení transformátoru MFT1 je na obr. 35.

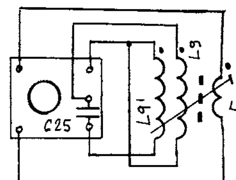
Cívky L9, L9' mají 2x 12 závitů lakovaného měděného drátu o průměru 0,3 mm. Jsou navinuté bifilárně se závity těsně vedle sebe na bakelitovém cívkovém tělísku o průměru 6 mm (viz předchozí text). V cívce je feritové jádro M4x12 z hmoty N05 (modré). Vinutí musí být na začátku i na konci zajištěno režnou nití, aby nepovolilo. Na cívce je stínicí kryt.

Cívka L10 má 6 závitů lakovaného měděného drátu o průměru 0,25 mm. Je navinuta uprostřed na cívkách L9, L9' na prstýnku z průsvitné lepenky.

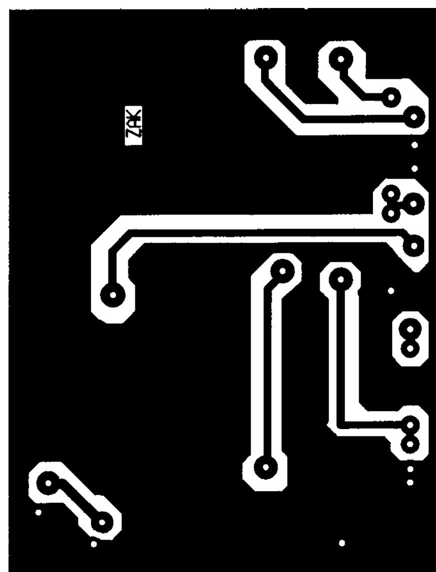
Všechny kondenzátory jsou keramické české výroby od firmy Keramické kondenzátory Hradec Králové a.s. Jsou k dostání u této firmy nebo také např. u firmy R a C Vonka, Dobříš. Na



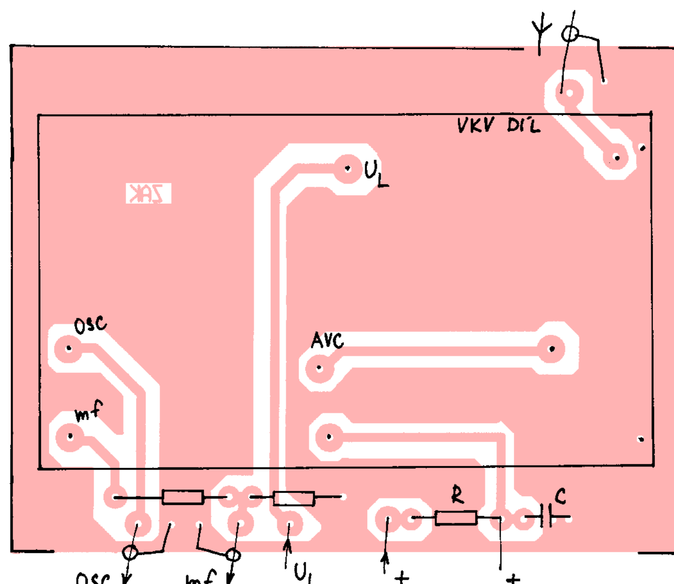
Obr. 35a. Konstrukce cívek mf transformátoru MFT1



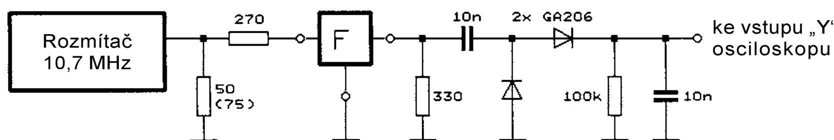
Obr. 35b. Zapojení vývodů cívek mf transformátoru MFT1 (pohled zdola)



Obr. 38a. Obrazec plošných spojů pomocné desky pro vstupní jednotku (měř.: 1 : 1)



Obr. 38b. Rozmístění součástek na pomocné desce pro vstupní jednotku



Obr. 36. Přípravek k proměřování keramických mf filtrů

přesném typu nezáleží, vhodné jsou typy TK 7xx a TK 6xx. Materiál dielektrika kondenzátorů je vyznačen na pouzdrech písmenovým kódem. Vhodné dielektrikum je z keramiky typu N nebo E, označení těchto hmot udávají písmena J, W, F, V nebo U na pouzdře kondenzátoru.

Kondenzátory pro vf aplikace nesmí mít jako dielektrikum hmotu Supermit (typy TK 782 a TK 783). Na pouzdru těchto kondenzátorů bývá označení Ns, Nn nebo Nq. Tyto typy nejsou vhodné pro vf aplikace.

Všechny rezistory jsou subminiaturní metalizované o velikosti 0204 (rozteč vývodů 5 mm) se zatižitelností 0,165 W. Jsou k dostání např. u firmy GM Electronic s.r.o.

Ve vstupní jednotce jsou dále dva keramické filtry F1 a F2 pro kmitočet 10,7 MHz, které určují selektivitu celého přijímače. Vhodné jsou filtry označené typem E 10,7 S, které jsou k dostání u firmy GM Electronic s.r.o. nebo GES ELECTRONICS. Tyto filtry mají z výroby vyznačnou toleranci z hlediska šířky pásma a středního kmitočtu.

Před osazením do jednotky je vhodné filtry proměřit pomocí rozmítače a přípravku, jehož schéma je na obr. 36. Vybereme celkem tři filtry, které mají střed pásma propustnosti na frekvenci 10,7 MHz ±20 kHz a šířku pásma 180 až 220 kHz. Optimální šířka mf pásma pro přijímač hifi je asi 210 kHz, pro přijímače do vozidla je lepší volit šířku pásma menší (asi 180 kHz) s ohledem na celkovou selektivitu přijímače.

Filtr s nejmenším vložným útlumem osadíme na pozici F1. Třetí filtr použijeme do mf zesilovače.

Firma GES prodává tyto filtry jako tříděné podle různé šířky pásma, mají obchodní označení SFE 10,7 M2 a SFE 10,7 MA. Podle zkušeností autora však toto třídění není příliš kvalitní a navíc cena uvedených filtrů je téměř trojnásobná než cena stejných filtrů z GM. Katalogové označení ani třídění není přímo vyznačeno na filtru, ten je označen pouze znakem E10,7S.

Filtry označené 10,7 A jsou nevhodné, jejich šířka pásma je asi 300 kHz.

Filtry s označením E10,7J nebo E10,7JA také nejsou vhodné, protože mají příliš malou šířku pásma (asi 140 až 150 kHz) a při příjmu rozhlasového vysílání přes tyto filtry by vzniklo již slyšitelné zkreslení modulace.

Nejvýhodnější je zakoupit raději několik kusů laciných filtrů z GM (12 Kč za kus) a filtry s optimálním průběhem útlumové charakteristiky vybrat.

Je možné, že s hotovým přijímačem budeme dále nějak experimentovat při praktickém příjmu rozhlasového vysílání. Pak je vhodné do jednotky osadit pro filtry objímky, aby je bylo možné snadno vyměňovat. Jako objímka poslouží např. odlomená část se třemi dutinkami z precizní objímky DIL.

V obvodu vstupního tranzistoru T1 musí být navlečena miniaturní feritová perlička FP, a to buď na přívodu ke kondenzátoru C5, nebo na kondenzátoru C6. Toto opatření zamezuje zakmitávání tranzistoru na mikrovlnných frekvencích. Perličku získáme z rozebraného televizního kanálového voliče z výroby TESLA ZVT Banská Bystrica.

Napájení obvodu IO1 je blokováno kondenzátorem C24. Ten je v provedení SMD a je umístěn na desce na straně spojů přímo u vývodu *15* IO1.

2.7.3. Oživení a sladění

Pro kvalitní naladění této vstupní jednotky je nezbytně nutný rozmítač s osciloskopem, signální generátor a měřič kmitočtu (čítač, digitální stupnice, vlnoměr nebo měřicí přijímač).

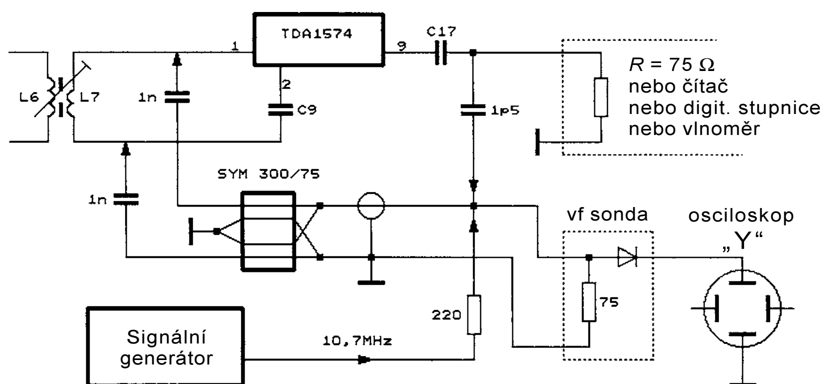
Jednotku spojíme s mf zesilovačem a připojíme napájecí napětí 8,5 až 9 V. Na sběrnici ladicího napětí U_L přivedeme napětí 1,5 až 9 V z běžce víceotáčkového potenciometru. Spoj bodů AVC mezi R19 a druhým hradlem tranzistoru T1 rozpojíme a paralelně k rezistoru R3 připojíme rezistor o odporu asi 82 kΩ. Tím vyřadíme z činnosti AVC. Voltmetrem změříme napětí na druhém hradle T1, které má být asi 4,5 až 4,8 V (voltmetr musí mít velký vstupní odpor!). Dále změříme napětí na R6. Má být 0,8 V, pokud je jiné, neprochází tranzistorem T1 proud I_{DS} = 10 mA. Abychom dosáhli proudu I_{DS} = 10 mA, upravíme napětí na prvním hradle T1 změnou odporu rezistoru R2. Tranzistory KF982, KF910 apod. se mohou v nastavení stejnosměrného pracovního bodu kus od kusu mírně lišit.

Voltmetr připojíme na sběrnici ladicího napětí do bodu U_L. Měřič kmitočtu připojíme na C17 na výstup *9* IO1 a hrubě nastavíme jádrem cívky L8 a trimrem C15 základní přeladění oscilátoru v rozsahu kmitočtů 97 až 119 MHz. Ladicí napětí by mělo být v mezích asi 2 až 7,5 V, rozsah napětí není kritický. Dolní mez by neměla být menší než asi 1,5 V, horní mez může být maximálně 8 až 8,5 V.

Nejprve uvedeme do provozu vstupní vf zesilovač a pásmový filtr. Přístroje připojíme podle obr. 37. Rozmítač s frekvencí v pásmu přijímaných signálů 87 až 109 MHz připojíme na anténní vstup, detekční sonda je připojena přes televizní symetrizační člen pro první TV pásmo (dvouotvorové jádro) na cívku L7. Do sondy zavedeme ještě signál z místního oscilátoru a signál 10,7 MHz ze signálního generátoru, abychom získali měřicí značku pro sladění souběhu.

Kapacitní trimry C1, C7 a C8 nastavíme asi do 1/4 jejich celkové kapacity. Slaďování začneme na dolním konci pásma na kmitočtu 88 MHz (U_L = 2 V) nastavením indukčnosti cívek L3, L5 a L6. Cívku L3 nastavíme na maximální amplitudu na slaďovaném kmitočtu, vázané obvody L5 a L6 nastavíme na symetrický průběh charakteristiky, která může mít na tomto kmitočtu dva vrcholy. Šířka pásma propusti má být asi 2 MHz (maximálně 3 MHz). Šířku pásma je možné upravit tvarováním nebo změnou polohy L11. Při přeladění na horní konec pásma (U_L = 7,5 až 8 V) se šířka přenosu propusti zmenší. Souběh ladění nastavíme kapacitními trimry a indukčnost cívky L11 upravíme tak, aby bylo maximální zesílení na jednom vrcholu křivky při co nejmenší šířce pásma. Jednotku nyní přelaďujeme dolů a sledujeme tvar křivky přenosu. Při správném souběhu ladění bude křivka v celém pásmu přeladění symetrická. Souběh na dolním konci pásma doladíme jádry v cívkách. Tvary kmitočtových charakteristik s vyznačením nesprávných průběhů byly uvedeny u popisu třítranzistorové jednotky v předchozí kapitole (obr. 29).

Souběh s oscilátorem nastavíme podle značky, která vznikne na zobrazeném průběhu vf přenosu směšováním signálu místního oscilátoru jednotky a signálu 10,7 MHz z generátoru (viz obr. 30). Zázněj je odvozen z místního



Obr. 37. Připojení měřicích přístrojů při slaďování vstupní jednotky

oscilátoru vstupní jednotky bez ohledu na naladěný kmitočet odečtením mf kmitočtu, a tak vždy přesně odpovídá frekvenci, na kterou je přijímač naladěn (oscilátor musí být o 10,7 MHz výše než přijímaná frekvence!). Při přelaďování celé jednotky varikapy musí být mf rozdíl konstantní, značka se musí posouvat zároveň s laděním jednotky a nesmí se objevit na boku charakteristiky mimo přenášené pásmo propusti.

Ladicí napětí nastavíme tak, aby byla zobrazena křivka vf části na frekvenci asi 98 MHz a velikost U_L si poznamenáme. Předběžně nastavíme změnou indukčnosti cívky L8 kmitočet oscilátoru při naladění jednotky na střed přijímaného pásma (f_{vst} = 98 MHz, f_{osc} = 108,7 MHz) tak, aby značka byla na středu zobrazeného průběhu přenosu vf části (poloha 1 na obr. 30). Jednotku postupně přelaďujeme přes celé přijímané pásmo od 87 do 108 MHz a sledujeme, kterým směrem se pohybuje značka na zobrazeném průběhu. Posunutí značky mimo střed odpovídá skutečné odchylce od souběhu vf obvodů s oscilátorem. Souběh, resp. nejmenší posuv značky v celém přijímaném pásmu jednotky upravíme změnami hodnot součástek L8, C15 a popř. C16. V zapojení paddingu jsou použity dva kondenzátory paralelně, na pozici C16b osadíme zkusmo kondenzátor s optimální kapacitou.

Po naladění souběhu odpojíme všechny přístroje od cívky L7. Jednotku spojíme s mf zesilovačem. Můžeme zkontrolovat mf charakteristiku tak, že detekční sondu z obr. 37 připojíme na filtr F2 nebo popř. na třetí mf filtr v mf zesilovači. Rozmítač je na anténním vstupu. Jeho napětí zmenšíme asi na 2 mV. Zdvih rozmítače nastavíme asi 0,5 MHz a sledujeme zobrazenou charakteristiku mf selektivity. Jádrem cívky L9 nastavíme maximální zesílení nebo nejlepší symetrii mf křivky v propustném pásmu.

Na vstup jednotky pak připojíme signální generátor a jeho výstupní napětí zmenšíme na minimum. Druhé hradlo T1 spojíme s obvodem AVC z IO 1 a odpojíme pomocný rezistor o odporu 82 kΩ od druhého hradla. Na druhé hradlo T1 připojíme elektronický voltmetr, kterým bychom měli na hradle naměřit napětí asi 4,5 V. Přijímač naladíme na frekvenci generároru, na kterém postupně zvětšujeme napětí. Zjistíme velikost vstupního napětí, při které začne nasazovat AVC. Napětí na druhém hradle poklesne, resp. poklesne i proud I_{DS} tranzistorem T1, a napětí na R6 bude menší než 1 V. Práh nasazení AVC má být asi 1500 až 5000 µV. Práh nasazení AVC je možné upravit změnou kapacit kondenzátorů C20 (0,5 až 1,5 pF) nebo C19 (2,2 až 8,2 pF).

Zkontrolujeme i vf vstupní citlivost celého přijímače. Při signálu 1 až 1,5 µV na vstupu (generátor je frekvenčně modulován tónem 1 kHz se zdvihem 75 kHz) musí být na nf výstupu detektoru přijímače nezkreslený signál bez šumu.

Je-li vše v pořádku, je jednotka připravena k praktickému provozu.

2.7.4. Seznam součástek vstupní jednotky z obr. 31

rezistory - subminiaturní (0204, 0,165 W)	
R1, R8, R9	47 kΩ
R2	820 kΩ
R3	270 kΩ
R4	100 kΩ
R5	68 kΩ
R6	82 Ω
R7	33 Ω
R10, R11	220 Ω
R12, R21	470 Ω
R13, R14	10 kΩ
R15	4,7 kΩ
R16	390 Ω
R17	100 Ω
R18	390 Ω
R19	10 kΩ
R20	22 Ω
kondenzátory - keramické TK 724, TK 744, TK 666, TK 725, TK 745	
C2, C6	1 nF
C3 ,C9, C13, C17, C18	1,5 nF
C4	10 nF/W (TK 744, TK 745)
C5	1,5 nF/W (TK 744, TK 745)
C11, C21, C23, C26	10 nF
C22	22 nF (TK 744)
C24	10 nF, SMD 1206
kondenzátory keramické TK 754, TK 774, TK 755, TK 775	
C25	68 pF
C12, C19	8,2 pF
C16a	330 pF
C16b	10 až 120 pF (viz text)
kondenzátory keramické TK 656	
C14	6,8 pF
C20	1 pF
dolaďovací trimry	
C1, C7, C8, C15	trimr CKT 2 až 10 pF, průměr 7,5 mm (Philips) nebo keramický 3 až 10 pF
C10	4,7 µF/16 V, radiální
cívky a filtry	
L1	viz text
L2	viz text
L3	viz text
L4	viz text
L5	viz text
L6	viz text
L7	viz text
L8	viz text
L9	viz text
L10	viz text
F1 a F2	filtry 10,7 MHz (viz text)
polovodičové součástky	
T1	KF982 (KF910, KF964)
D1, D2, D3, D4	KB304A (BB304), varikap, viz text
IO 1	TDA1574
deska s plošnými spoji č. VF	

3. Mezifrekvenční zesilovače a demodulátory FM signálu

Tato kapitola byla nazvána mf zesilovače a demodulátory, protože demodulátor FM signálu je fakticky nedílnou součástí celého mf bloku a z hlediska připojení za mf zesilovač již u moderních zapojení netvoří samostatný obvod.

V mf zesilovači je soustředěna největší část zesílení celého přijímače a podstatná část jeho celkové selektivity. V průběhu historického vývoje přijímačů se vyskytly dvě typické koncepce uspořádání mf zesilovače.

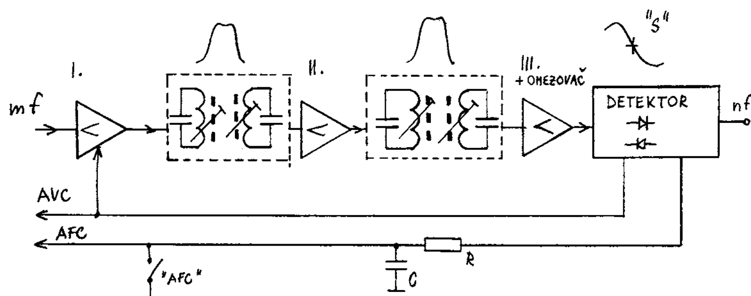
Na obr. 39 je typická koncepce mf bloku s diskrétními součástkami. Celý mf zesilovač se obvykle skládal ze tří až čtyř zesilovacích stupňů, které jsou mezi sebou vázány přes tzv. mf transformátory (MFT). Poslední stupeň fungoval jako amplitudový omezovač a poslední mf transformátor byl vlastně FM demodulátor (většinou poměrový detektor nebo fázový diskriminátor). Z demodulátoru je také odvozeno řídicí napětí pro automatické dolaďování frekvence oscilátoru ve vstupní jednotce (AFC) a řídicí napětí pro automatické vyrovnávání zesílení (AVC). Napětí AVC bývá zavedeno do prvního mf zesilovacího stupně, aby při silném signálu nebyly přebuzeny následující zesilovací stupně a nebyla tak deformována přenosová charakteristika.

Mezifrekvenční transformátor pro tuto koncepci zapojení je realizován pásmovou propustí se dvěma vzájemně vázanými laděnými obvody *LC*. Celková mf selektivita je tvořena všemi mf transformátory naladěnými na předepsaný mf kmitočet. Vzájemnou vazbou mezi laděnými obvody ($k \cdot Q$) a provozním činitelem jejich jakosti Q je určena celková útlumová charakteristika a šířka pásma přenosu od vstupu po demodulátor.

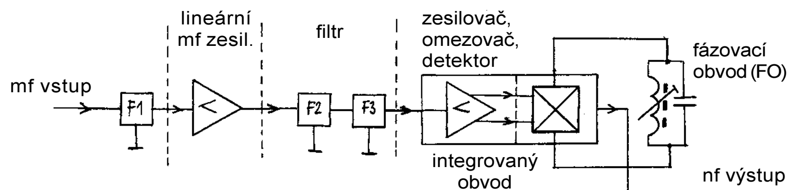
První mf transformátor je vždy součástí vstupní VKV jednotky. Toto zapojení se používalo od doby prvních konstrukcí VKV tunerů s elektronkami v 50. letech minulého století až po přijímače ze 70. let, ve kterých byly zesilovací stupně už tranzistorové. Tato koncepce byla standardní (včetně propracované metodiky nastavování jednotlivých obvodů) až do nástupu monolitických integrovaných obvodů a keramických mf filtrů, který nastal v 80. letech.

S rozšířením výroby integrovaných obvodů a keramických mf filtrů lze říci, že konstrukce obvodů mf zesilovačů i demodulátorů se značně zjednodušila jak z hlediska složitosti zapojení a počtu součástek, tak zejména z hlediska pracnosti nastavení a slaďování.

Starší konstrukce s několika mf transformátory znesnadňovala právě



Obr. 39. Typická koncepce mf bloku FM přijímače VKV s diskrétními součástkami



Obr. 40. Moderní koncepce mf bloku FM přijímače VKV s integrovaným obvodem

jejich výroba, při které bylo nutné dodržet úzké výrobní tolerance při navíjení cívek. Cívky musely mít mezi sebou přesně nastavenou vazbu, aby byla dodržena předepsaná šířka mf pásma, a naladěné obvody musely mít dobrou tepelnou i časovou stálost.

Na obr. 40 je znázorněna moderní koncepce mf bloku, který lze rozdělit do tří základních obvodových částí.

První část tvoří lineární mf předzesilovač, druhou částí je keramický filtr soustředěné selektivity (nebo dvojice filtrů) a třetí částí je integrovaný obvod, který sdružuje vícestupňový mf zesilovač a FM demodulátor.

Integrovaných obvodů pro mf zesilovač a demodulátor je na trhu neobvykle velký sortiment různých typů od různých výrobců, ale téměř všechny jsou založeny na principu symetrického (většinou až osmistupňového) stejnosměrně vázaného mf zesilovače-omezovače, na který je přímo navázán tzv. koincidenční diskriminátor, jehož součástí je *LC* laděný obvod, tzv. fázovací obvod (FO). Funkce tohoto demodulátoru bude vysvětlena v samostatném odstavci dále.

Tyto integrované obvody jsou doplněny řadou dalších funkcí, které umožňují např. zjišťovat velikost vstupního signálu (S-metr), správně naladit přijímač (AFC), „umlčovat“ nf signál (tzv. obvod MUTE), regulovat hlasitost apod.

U jednoduchých přijímačů postačí jako soustředěná selektivita pouze jediný keramický filtr zapojený mezi předzesilovač a integrovaný obvod. Filtr na vstupu není, hrubou selektivitu zajistí pásmová propust na výstupu směšovače ve vstupní jednotce.

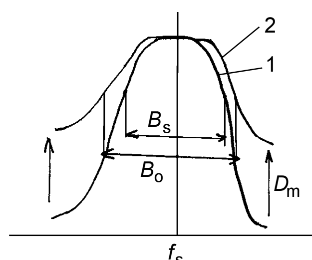
U kvalitnějších přijímačů s jedním filtrem nevystačíme. Dobré selektivity je možné dosáhnout se třemi filtry v zapojení podle obr. 40. Zesílení lineárního předzesilovače nesmí být příliš velké, aby se vlivem účinné omezovací schopnosti kaskády v integrovaných obvodech zbytečně nezhoršovala celková selektivita.

Dynamický rozsah integrovaných omezovačů je značný, může být až 40 dB. Celkovým omezením signálu je ve skutečnosti oříznut vrchol statické lineárně měřené mezifrekvenční charakteristiky propustnosti, takže pro silnější signály je šířka mf pásma větší. Tento stav může při nesprávném návrhu celkového zesílení mf zesilovače vést k nežádoucímu zvětšení šířky pásma a tím ke zhoršení selektivity pro sousední kanály. Navíc se přenos na boku charakteristiky propustnosti vyznačuje velkým fázovým zkreslením, které je pro přenos FM modulace nežádoucí.

Uvedenou situaci ilustruje obr. 41. Křivka číslo 1 znázorňuje statickou charakteristiku mf selektivity bez účinku omezovače. Křivka 2 představuje přenos stejného filtru v případě, když je v mf zesilovači účinný omezovač a celkové zesílení vstupní jednotky a mf zesilovače je zbytečně velké.

Obecně lze přibližně doporučit takové celkové zesílení soustavy vstupní jednotky a mf zesilovače, při kterém nejslabší signál na prahu citlivosti vstupní jednotky ještě není omezován.

Zvětšením mf zesílení se nezvětší citlivost přijímače, neboť ta je při celkové velkém zesílení omezena šumovým číslem vstupní jednotky. U FM přijímačů již ztrácí smysl parametr citlivosti přijímače omezené celkovým zesílením, ale hovoříme o citlivosti omezené šumem.



Obr. 41. Vliv omezovače na šířku pásma mf zesilovače.
1 - statická křivka propustnosti mf zesilovače (pro slabé signály, bez účinku omezovače),
2 - křivka propustnosti mf zesilovače při působení omezovače.
Je vidět, že statická šířka pásma B_S je užší než šířka pásma B_O pro silný signál, který je plně omezen omezovačem s dynamickým rozsahem D_m

Použití keramických filtrů zjednodušuje konečné naladění a omezuje jej pouze na kontrolu mf charakteristiky, popř. na výběr vhodného typu filtru.

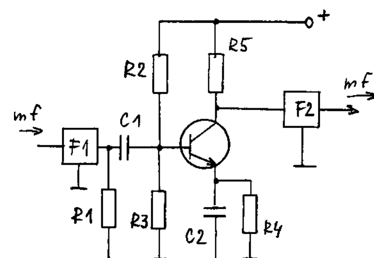
Filtr vybereme buď podle vlastností filtru uvedených jeho výrobcem v katalogu, nebo u přijímačů, od nichž požadujeme špičkové vlastnosti, je lepší filtry vytřídit na základě měření jejich charakteristiky rozmítačem.

Pro dosažení správné funkce filtrů je bezpodmínečně nutné je impedančně přizpůsobit na vstupu i na výstupu. Běžné filtry mají na vstupu i na výstupu impedanci kolem 300 Ω. Vstupní impedance zesilovače, který je zařazen za filtrem, nesmí obsahovat reaktanční složky.

V mnoha komerčních přijímačích i v konstrukcích publikovaných na stránkách AR je často použit jako lineární mf zesilovač jednostupňový zesilovač podle obr. 42a, který obsahuje jeden tranzistor a dva keramické filtry. Z různých možností je toto zapojení nejméně vhodné a má dosti špatné vlastnosti. Skutečnost, že keramický filtr má vstupní i výstupní impedanci 330 Ω, komplikuje připojení dvou filtrů k jednostupňovému zesilovači.

Tranzistor v zapojení se společným emitorem má na frekvencích kolem 10 MHz vstupní impedanci řádu stovek ohmů až asi 1,5 kΩ. Filtr je možné celkem snadno přizpůsobit vhodnou volbou odporů rezistorů R2 a R3 a konečnou impedanci doladíme odporem rezistoru R1.

Horší situace je na výstupu v kolektorovém obvodu. Výstupní odpor tranzistoru je větší - jednotky až desítky kΩ. Celkové zesílení tranzistoru je přibližně určeno poměrem odporu v kolektoru (*R5*) a impedance v emitoru. Emitor je blokován pro vf signál kondenzátorem C2, takže zesílení by mělo být teoreticky velké, bez ohledu na výstupní zátěž tranzistoru. Rezistor R5 mívá odpor 330 Ω, což je z hlediska tranzistoru impedance značně malá a tranzistor je nepřizpůsoben - dá se říci, že pracuje do zkratu. Na vstupu je impedance taktéž snížena, a takový stupeň může být náchylný k nestabilitě. V každém případě se však velmi nežádoucím způso-



Obr. 42a. Jednostupňový lineární mf zesilovač s jedním tranzistorem a dvěma filtry

bem projeví připojení obou filtrů, jejichž vstupní a výstupní impedance obsahuje také reaktanční složky (kapacitní nebo indukční), a ty jsou fakticky připojeny k tranzistoru paralelně k přizpůsobovacím odporům na vstupu i na výstupu. Tyto impedance jsou navíc kmitočtově závislé a v tomto zapojení zaviní značné nepřizpůsobení jednotranzistorového stupně a deformaci kmitočtové a zejména fázové charakteristiky.

Uvedené vlivy je možné zmenšit zavedením záporné zpětné vazby zapojením rezistoru do série s blokovacím kondenzátorem C2 v emitoru tranzistoru. Zpětnovazební rezistor může mít odpor desítek až stovek ohmů. Zesílení tranzistoru se však výrazně zmenší.

Dalším problémem tohoto jednostupňového zesilovače je jeho vf vybuditelnost. Tranzistor musí dodávat určitý výkon do nepřizpůsobené zátěže 330 Ω v kolektoru. Vybuditelnost musí být řádu stovek milivoltů, aby mohl správně fungovat následně zapojený monolitický mf zesilovač včetně pomocných obvodů, což je taktéž těžko splnitelné zadání. Nedostatečná vybuditelnost zanáší do mf zesilovače další zkreslení způsobené přebuzením, které se v konečné bilanci projeví jako zhoršení přenosu fáze, resp. jako zvlnění průběhu skupinového zpoždění.

V jednostupňovém zesilovači je problematický i ss pracovní bod tranzistoru, který musíme volit s ohledem na zatěžovací odpor 330 Ω, takže tranzistorem teče zbytečně velký kolektorový proud.

Podstatně lepších vlastností dosahuje lineární mf zesilovač zapojený podle obr. 42b, ve kterém je jednostupňový zesilovač doplněn emitorovým sledovačem. Sledovač se chová jako oddělovač filtru a zesilovač proudu.

Oddělením filtru od zesilovače se vyloučí nežádoucí vliv připojení filtru v kolektorovém obvodu. Rezistor R5 může mít odpor větší než 330 Ω a také je možné optimálně zvolit pracovní bod tranzistoru s ohledem na zesílení. Větší impedance v kolektoru T1 je sledovačem zmenšena na velikost několika desítek ohmů v emitoru T2 a filtr je k výstupu sledovače přizpůsoben rezistorem R7. Emitorový sledovač také zajišťuje dostatečnou vybuditelnost předzesilovače do zátěže 330 Ω, kterou tvoří připojený filtr F2. Odporovým trimrem P1 je zavedena do emitoru tranzistoru T1 malá záporná zpětná vazba, takže je možné nastavit požadované zesílení. Je vhodné volit zesílení tak, aby emitor tranzistoru T1 nebyl zcela zkratován na zem. Záporná zpětná vazba také zmenšuje reaktanční složky impedance v bázi tranzistoru T1.

Zesilovač z obr. 42b byl navržen pro dvě napájecí napětí - pro 12 V a pro 9 V. Hodnoty součástek v závorkách platí pro napájecí napětí 9 V.

Zesilovač dosahuje maximálního zisku až 35 dB. Součástky pro napájecí napětí 12 V byly voleny pro menší proudy tranzistorů, aby bylo možné zapojení použít např. v přenosných přijímačích. Vybuditelnost předzesilovače při napájecím napětí 12 V je asi 600 až 700 mV na zátěži 330 Ω. Při měření byla zátěž připojena namísto filtru F2 až za rezistor R7, na emitoru tranzistoru T2 je vybuditelnost přibližně dvojnásobná.

Pro napájecí napětí 9 V byl zvolen větší proud oběma tranzistory. Vybuditelnost byla naměřena asi 800 mV.

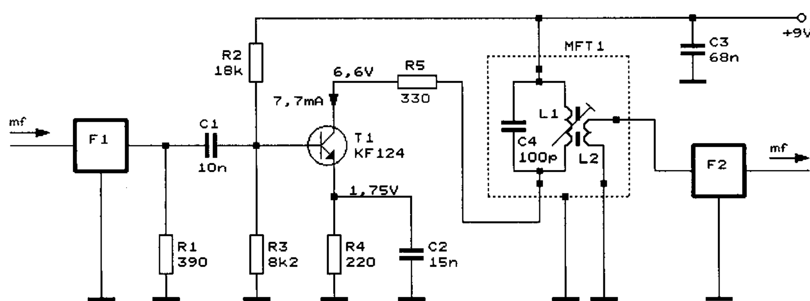
Zesilovač z obr. 42b je vhodný jako předzesilovač před integrované obvody typu A225, TEA6100, TDA1596 apod., které obsahují další pomocné obvody (např. pro měření úrovně signálu), jejichž dynamiku je žádoucí maximálně využít, a není žádoucí, aby silnější signály byly omezovány již v předzesilovači.

Mezifrekvenční předzesilovač na obr. 43 přizpůsobuje filtr F2 jednoduchým rezonančním obvodem *LC* s vazebním vinutím.Tento předzesilovač má velké zesílení (autorem bylo naměřeno až 40 dB). Rezonanční obvod L1, C4 neurčuje mf charakteristiku, slouží pouze jako přizpůsobovací. Transformuje impedanci řádu kΩ v kolektoru tranzistoru na velikost kolem 300 Ω pro filtr F2. Rezistor R5 zajišťuje stabilitu tranzistoru. Rezonanční obvod se ladí na mf kmitočet nebo se jemným doladěním nastaví symetrie mf charakteristiky v propustném pásmu. Celkové zesílení předzesilovače je možné upravit buď změnou odporu rezistoru R5 nebo je možné rezonanční obvod L1, C4 zatlumit paralelním rezistorem (viz dále obr. 44). Vybuditelnost na vazební cívce L2 do zátěže 330 Ω byla větší než 1,5 V, aniž by byl signál zkreslen nebo omezen.

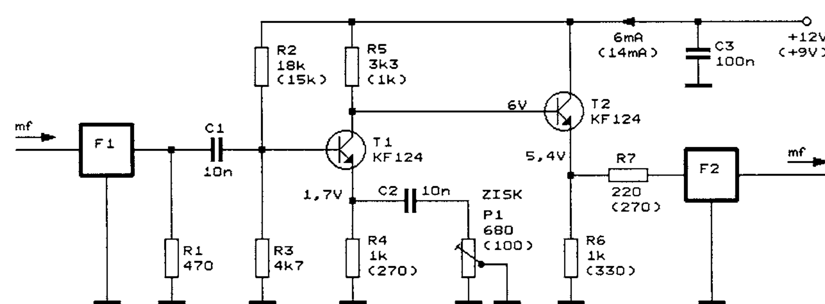
Cívky mf transformátoru MFT1 jsou navinuty na cívkovém tělísku z modulu ZMF z televizorů Orava řady Dukla, Olympie, Viktorie apod. Cívkové tělísko má průměr 5 mm a pertinaxovou patku pro montáž na desku s plošnými spoji. Cívky jsou opatřeny hliníkovým stínicím krytem o půdorysných rozměrech 17 x 17 mm a o výšce 20 mm.

Cívka L1 má 16 závitů měděného lakovaného a hedvábím ovinutého drátu o průměru 0,15 mm. V cívce je feritové jádro M4x8 mm z hmoty N05 (označené modrou barvou).

Cívka L2 má 5 závitů měděného lakovaného a hedvábím ovinutého drátu o průměru 0,15 mm a je navinuta na papírovém prstýnku na cívce L1 u jejího studeného konce (tj. u toho konce L1, který je spojen s kladným napájecím napětím).



Obr. 42b. Dvoustupňový lineámí mf zesilovač se dvěma filtry



Obr. 43. Jednostupňový lineámí mf zesilovač, ve kterém je pro přizpůsobení výstupního filtru použit mf transformátor MFT1.

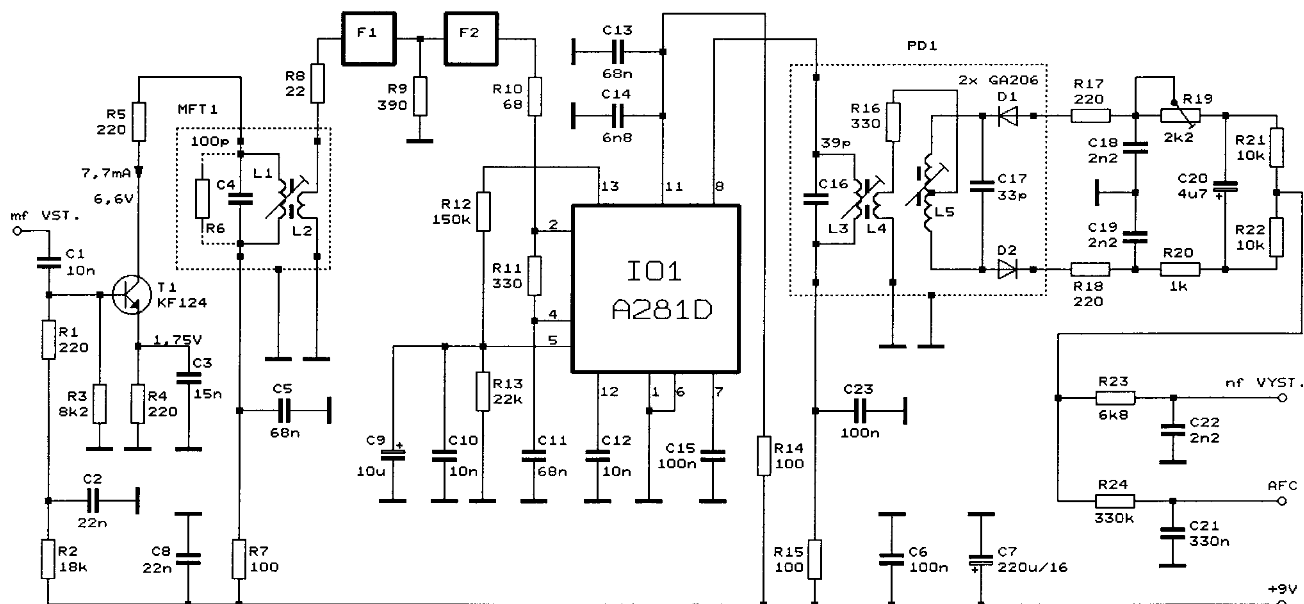
3.1. Mf zesilovač s poměrovým detektorem

3.1.1. Popis zapojení

Na obr. 44 je schéma mf zesilovače s jedním tranzistorem KF124 a integrovaným obvodem A281D. Mf selektivitu zajišťují dva keramické filtry. K demodulaci je použit poměrový detektor. Zesilovač je napájen napětím 9 V.

Zesilovač má dobré vlastnosti a je vhodný i pro přijímače napájené z baterií. Zesilovač je možné přímo připojit k VKV vstupní jednotce s kmitajícím směšovačem nebo k jednotce se třemi tranzistory, které byly popsány v předchozí kapitole. Vstupní citlivost zesilovače pro 100 % omezení je asi 100 μV.

Vstupní lineární předzesilovač je tvořen tranzistorem T1 typu KF124 (KF254) v zapojení se společným emitorem. V předzesilovači potřebujeme větší zisk - jednak ke kompenzaci ztrá-



Obr. 44. Mezifrekvenční zesilovač s poměrovým detektorem FM pro rozhlasový přijímač VKV. Pro stoprocentní omezení je potřebné napětí vstupního signálu větší než 100 μV. Při napětí vstupního signálu větším než 250 μV je na kondenzátoru C20 stejnosměrné napětí 4,8 až 5 V. Při ΔFM = 50 kHz, f_{mod} = 1 kHz a f_{mf} = 10,7 MHz má nf signál na výstupu demodulátoru efektivní hodnotu napětí 350 mV

ty ve filtrech F1 a F2 a na rezistorech R8, R9, R10 a R11, které zajišťují přizpůsobení těchto filtrů, a také kvůli dosažení dostatečné velikosti napětí na vstupu integrovaného obvodu IO1. Bylo proto zvoleno zapojení jednotranzistorového předzesilovače z obr. 43 s mf transformátorem MFT1 (L1, C4). Celkové optimální zesílení je nastaveno tlumicím rezistorem R6, který definitivně osadíme až při oživování.

Integrovaný obvod A281D obsahuje třítranzistorový mf zesilovač použitelný pro kmitočty 455 kHz (AM přijímače) a 10,7 MHz (FM přijímače). IO obsahuje i obvody AVC (vývod *5*), ty nejsou v zapojení využity a pracovní bod je nastaven rezistory R12 a R13 na maximální zesílení, takže poslední stupeň pracuje při silnějším signálu jako omezovač parazitní amplitudové modulace (AM).

Tato AM vzniká částečně již ve vysílači a dále vzniká při šíření vln v terénu vlivem časového zpoždění odrazů, resp. vznikne všude, kde FM signál prochází obvody a filtry se zvlněnou kmitočtovou charakteristikou v užitečné šířce pásma (tedy i v předchozí části mf zesilovače a ve vstupní jednotce přijímače).

Většina FM demodulátorů reaguje i na AM. Kdyby nebyla parazitní AM odstraněna ještě před demodulátorem, vzniklo by při demodulaci FM nf zkreslení původní modulace.

Třístupňový zesilovač je v IO stejnosměrně vázaný, kolektor třetího stupně je vyveden na vývod *8*, na který je připojen poměrový detektor PD1.

Poměrový detektor je v symetrickém provedení na pásmové propusti s rezonančními obvody L3, C16 a L5, C33 a obsahuje diody D1 a D2.

Napětí v bodě mezi rezistory R21 a R22 je při správném vyladění přijímaného signálu nulové. Z tohoto bodu je přes rezistor R24 odvozeno chybové napětí pro obvod AFC. Časovou konstantu smyčky AFC zajišťuje kondenzátor C21. Tato časová konstanta má být asi 0,5 s, aby se nepřenášel nf modulační signál do varikapu AFC ve vstupní jednotce.

Poměrový detektor musí být zapojen tak, aby při zvýšení mf kmitočtu (oscilátor je v jednotce přijímače laděn nad přijímaným kmitočtem) dodával do bodu mezi rezistory R21 a R22 kladné napětí. Toto napětí se odečte od pevného kladného předpětí na varikapu AFC ve vstupní jednotce (obr. 26), tím se zmenší napětí na varikapu a zvětší se kapacita varikapu a oscilátor se přeladí na nižší kmitočet.

Musíme dát pozor na správné zapojení vývodů (začátků a konců vinutí) cívek v poměrovém detektoru, při nesprávném zapojení vývodů by se při zapnutí funkce AFC odladila stanice z přijímané frekvence! Funkce AFC se vypíná zkratováním řídicího napětí v bodě označeném AFC na zem.

Na stránkách AR již dlouho nebyla publikována žádná teorie z oblasti radiotechniky, a tak čtenáři jistě ocení několik obecných poznatků k zapojení a funkci demodulátorů FM.

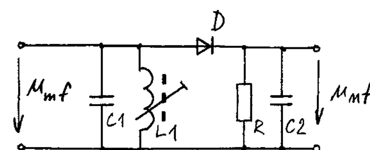
Za dobu historie vysílání FM se rozšířily v zapojení přijímačů dva základní principy, na kterých je způsob demodulace FM signálu založen.

První způsob můžeme charakterizovat tak, že frekvenční modulace je převedena na amplitudovou, která je pak detekována diodovým obálkovým detektorem (*LC* obvod, poměrový detektor, fázový diskriminátor).

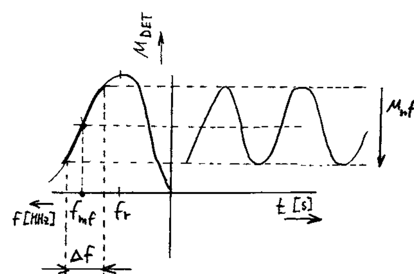
Druhý způsob je tzv. koincidenční demodulátor.

Pro úplnost je třeba ještě uvést málo rozšířený princip fázového závěsu a tzv. synchrodetektor. Princip posledních dvou řešení demodulátorů se v přijímací technice VKV používal jen velice zřídka u speciálních přijímačů. Na trhu nejsou k dispozici specializované integrované obvody pro jednoduchou stavbu takových demodulátorů a tak ani popis principu jejich funkce neuvádím. Zájemce jistě nalezne popis jejich funkce v radiotechnické literatuře.

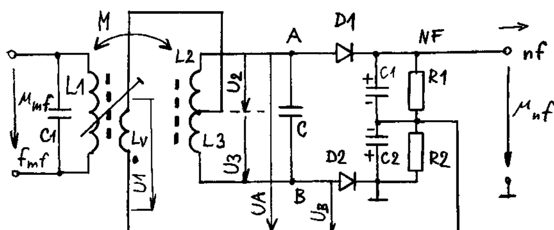
Na obr. 45 je zakreslen demodulátor FM s rezonančním obvodem *LC*. Obvod L1, C1 je naladěn tak, že jmenovitý mf kmitočet leží na boku jeho rezonanční křivky. Napětí nakmitané na obvodu *LC* je usměrňováno tzv. obálkovým detektorem, který je tvořen diodou D, zatěžovacím rezistorem R a filtračním kondenzátorem C2. Když se vlivem frekvenční modulace mění v rozmezí Δf kmitočet mf signálu (viz obr. 46), mění se poloha spektrální čáry mf signálu na boku rezonanční křivky obvodu *LC*, čímž se v rytmu modulačního nf napětí mění i velikost napětí nakmitaného na obvodu *LC* a FM se tak převádí



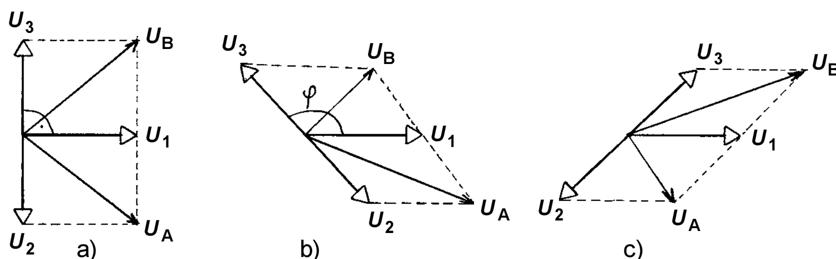
Obr. 45. Demodulátor FM s rezonančním obvodem LC



Obr. 46. Princip převodu FM na AM na boku rezonanční křivky obvodu LC



Obr. 47. Fosterův fázový diskriminátor. Platí: $U_A = U_1 + U_2$ a $U_B = U_1 + U_3$



Obr. 48. Vektorový diagram napětí ve fázovém diskriminátoru. a) $f_{mf} = f_{rez}$, $|\boldsymbol{U}_A| = |\boldsymbol{U}_B|$, b) $f_{mf} < f_{rez}$, $|\boldsymbol{U}_A| > |\boldsymbol{U}_B|$, c) $f_{mf} > f_{rez}$, $|\boldsymbol{U}_A| < |\boldsymbol{U}_B|$

na AM. AM se demoduluje obálkovým detektorem, takže na kondenzátoru C2 se objeví původní nf modulační signál.

Pro praktické použití je tento FM demodulátor nevhodný. Vlivem zakřivení rezonanční křivky obvodu *LC* je závislost velikosti napětí na C2 na mf kmitočtu značně nelineární a tím vzniká velké zkreslení demodulovaného nf signálu. Navíc je také toto zapojení FM demodulátoru velmi citlivé na nežádoucí modulaci amlitudovou.

Podstatně lepších vlastností dosáhneme použitím fázového diskriminátoru. Už z názvu je patrné, že princip je založen na změnách fázových poměrů v obvodech zpracovávajících signál.

Na obr. 47 je zapojení Fosterova fázového diskriminátoru. Zapojení je nazváno podle jeho konstruktéra a je založeno na fázových vlastnostech pásmové propusti se dvěma rezonančními obvody *LC*.

Primární obvod propusti tvoří cívka L1 s vazebním vinutím Lv a kondenzátorem C1, sekundární obvod je tvořen cívkou L2, L3 s odbočkou uprostřed vinutí.

Oba rezonanční obvody jsou naladěny přesně na jmenovitý mf kmitočet a jsou spolu vázány magnetickým polem (vzájemnou indukčností M). Činitel vazby mezi oběma rezonančními obvody má být kritický až podkritický (nadkritická vazba by způsobila chybné fázové poměry a tím zkreslení demodulátoru).

Taková propust má tu vlastnost, že při přesném vyladění obou obvodů do rezonance je napětí na sekundární cívce L2 a L3 fázově posunuto oproti primárnímu napětí na cívce L1 (resp. na vazební cívce Lv) o 90°. Při rezonanci se oba obvody chovají jako činný odpor (v rezonanci se reaktanční složky cívky a kondenzátoru v rezonančním obvodu navzájem vyruší).

Velikosti a fáze napětí $\boldsymbol{U}_1$ na cívce Lv a napětí $\boldsymbol{U}_2$ a $\boldsymbol{U}_3$ na cívce L2 a L3 jsou znázorněny na vektorovém diagramu na obr. 48a, ze kterého je zřejmý jejich vzájemný fázový posuv o 90° (v textu jsou vektory vyznačeny tučným písmem). Protože sekundární rezonanční obvod obsahuje cívku s vyvedeným středem, musí být napětí na obou krajích vinutí L2, L3 proti sobě fázově posunuta o 180° (proto jsou vektory $\boldsymbol{U}_2$ a $\boldsymbol{U}_3$ nakresleny proti sobě v opačném směru). Obě části sekundárního obvodu propusti jsou spojeny s cívkou Lv z primárního obvodu.

Napětí $\boldsymbol{U}_A$ mezi začátkem cívky Lv (začátek cívky Lv je na schématu na obr. 47 označen tečkou) a bodem A je dáno vektorovým součtem (rovnoběžník) napětí $\boldsymbol{U}_1$ z cívky Lv a napětí $\boldsymbol{U}_2$ z poloviny sekundárního obvodu. Platí: $\boldsymbol{U}_A = \boldsymbol{U}_1 + \boldsymbol{U}_2$. Obdobně výsledné napětí $\boldsymbol{U}_B$ mezi bodem B a začátkem vinutí Lv je dáno vektorovým součtem napětí $\boldsymbol{U}_1$ z cívky Lv a napětí $\boldsymbol{U}_3$ z druhé poloviny sekundárního obvodu propusti. Z obr. 48a, na němž jsou vektory $\boldsymbol{U}_A$ a $\boldsymbol{U}_B$ také znázorněny vidíme, že mají stejnou délku, takže absolutní hodnota napětí (resp. amplituda střídavého napětí) je v obou bodech A i B stejná.

Do bodů A a B jsou připojeny detekční diody D1 a D2, které usměrňují obě střídavá mf napětí U_A a U_B do zatěžovacích rezistorů R1 a R2 a nabíjejí kondenzátory C1 a C2. Na obou kondenzátorech se objeví stejně velká stejnosměrná napětí, ale protože obě diody jsou pólovány stejným směrem a nabité kondenzátory C1 a C2 jsou zapojeny v sérii polaritou proti sobě, bude součet stejnosměrných napětí v bodě NF nulový.

Odladíme-li mf kmitočet mimo střed rezonance obvodů propusti, nebude již sekundární obvod vykazovat pouze činný odpor, ale v obvodu musíme uvažovat indukční i kapacitní reaktanci. Tím se změní vzájemný fázový posuv mezi napětím na cívce Lv a napětími na cívce L2 a L3, a tento posuv pak bude jiný, než původních 90°. Napětí $\boldsymbol{U}_3$ i $\boldsymbol{U}_2$ jsou stále v protifázi, ale s napětím $\boldsymbol{U}_1$ již svírají obecný úhel φ.

Na obr. 48b je znázorněna poloha vektorů všech napětí i součtových napětí $\boldsymbol{U}_A$ a $\boldsymbol{U}_A$ v případě, že je kmitočet f_{mf} mf signálu menší než rezonanční kmitočet f_{rez} obvodů propusti. Z obrázku je zřejmé, že amplitudy vektorů $\boldsymbol{U}_A$ a $\boldsymbol{U}_B$ již nejsou stejné. Z toho vyplývá, že usměrněná napětí na kondenzátorech C1 a C2 nebudou mít stejnou velikost a rozdíl těchto napětí v bodě NF již nebude nulový.

Při změně kmitočtu mf signálu nad rezonanční kmitočet obvodů propusti bude situace opačná (viz obr. 48c).

Pásmovou propustí jsme vlasně převedli změny mf kmitočtu na změny amplitudy mf signálu, které jsou pak zpracovány diodovými detektory.

Jestliže na diskriminátor přivedeme mf signál s frekvenční modulací, objeví se v bodě NF demodulovaný nízkofrekvenční signál. Protože změny fáze na obvodech v závislosti na mf kmitočtu jsou téměř lineární, bude demodulovaný nf signál jen velmi málo zkreslen.

Vlastnosti fázového diskriminátoru, resp. demodulátoru FM, jsou obecně charakterizovány průběhem tzv. křivky S (obr. 49).

V pracovní oblasti demodulátoru je převodní charakteristika $U_{nf} = f(f_{mf})$ lineární. Sklon křivky S vzhledem k vodorovné ose charakterizuje citlivost demodulátoru (mV/kHz).

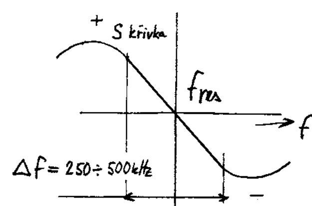
Ze zapojení fázového diskriminátoru vyplývá i nežádoucí vlastnost, a to je citlivost na parazitní amplitudovou modulaci mf signálu. Před fázovým diskriminátorem musí tedy být kvalitní omezovač.

Fázový diskriminátor se používal především v USA v FM rozhlasových přijímačích.

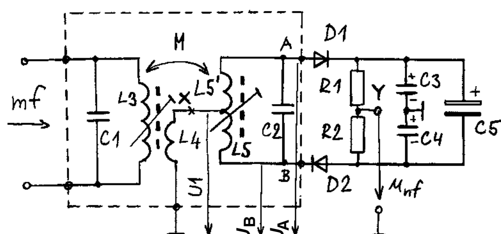
V Československu byl použit pouze v prvním přímozesilujícím televizním přijímači 4001 k demodulaci zvuku a dále se používal v tranzistorových radiostanicích TESLA Pardubice k demodulaci úzkopásmové FM na kmitočtu 455 kHz.

U nás se v rozhlasových FM přijímačích používalo zapojení nazvané poměrový detektor.

Zapojení pracuje s pásmovou propustí na stejném principu jako fázový diskriminátor, pouze zapojení diod je jiné. Schéma poměrového detektoru je na obr. 50. V bodech A a B je opět vektorový součet napětí z primární části vazebního vinutí L4 a příslušných částí rozděleného sekundárního vinutí L5 a L5'. Při vyladění na střední mf kmitočet jsou napětí v bodech A a B co do amplitudy shodná. Diody D1 a D2 jsou však zapojeny do série, takže tato napětí se v místě spojení rezistorů R1 a R2 (v bodě Y) navzájem odčítají a napětí v bodě Y proti zemi je nulové.



Obr. 49. Křivka S demodulátoru FM



Obr. 50. Poměrový detektor

Tím, že jsou diody zapojeny do série, je na kondenzátorech C3 a C4 usměrněné celé napětí ze sekundárního rezonančního obvodu propusti. Tímto napětím se nabíjí kondenzátor C5, který má velkou kapacitu, aby v sobě udržel náboj i při změnách amplitudy vstupního mf signálu.

Napětí mezi body X a Y bude nezávisle na amplitudě vstupního mf signálu nulové a napětí na kondenzátorech C3 a C4 proti zemi bude odpovídat výsledné amplitudě součtových vektorů napětí z bodů A a B. Poměr napětí mezi C4 a C3 bude tedy sledovat okamžitou frekvenci mf signálu a bude odpovídat původnímu nf modulačnímu signálu.

Napětí z obou kondenzátorů C3 a C4 jsou přivedena do bodu Y přes rezistory R1 a R2. Z bodu Y se proti zemi odebírá demodulovaný nf signál.

Z popsaného principu činnosti vznikl název obvodu poměrový detektor. Při změnách amplitudy vstupního signálu se mění napětí na kondenzátoru C5 jen velmi pomalu, jeho velká kapacita zamezuje, aby napětí sledovalo rychlé změny způsobované parazitní AM.

Při náhodném poklesu amplitudy vstupního signálu se diody rychle uzavřou a zamezí pronikání rušivého signálu AM na nf výstup. Naopak při náhlém zvětšení amplitudy mf signálu nahodilou poruchou při příjmu se diody otevřou a svým malým odporem více zatlumí sekundární rezonanční obvod, čímž poklesne velikost napětí mezi body A a B.

Z toho je zřejmé, že poměrový detektor má schopnost potlačit nežádoucí detekci amplitudového charakteru, takže nepotřebuje tak účinný omezovač amplitudy v mf zesilovači. Z těchto důvodů dali výrobci přijímačů přednost poměrovému detektoru před fázovým diskriminátorem.

Převodní charakteristika $U_{nf} = f(f_{mf})$ (viz obr. 48) fázového diskriminátoru i poměrového detektoru je v pracovní části lineární. Při větším odladění mf kmitočtu od rezonančního kmitočtu obvodů propusti dosáhne fázový posuv na obvodech svého maxima a při dalším odlaďování již převodní charakteristika klesá - její průběh má tvar písmena S. Odtud název křivka S.

Vraťme se nyní zpět k zapojení na obr. 44. Poměrový detektor PD1 je tvořen vázanou mezifrekvenční propustí s rezonančními obvody L3, C16 a L5, C17. Konec vazební cívky L4 je spojen se středem cívky L5 přes rezistor R16, který jemně koriguje fázové poměry a zatlumuje parazitní kapacitní vazbu mezi rezonančními obvody. Do série s diodami D1 a D2 jsou zařazeny rezistory R17 a R18, které zmenšují případný vliv rozdílných voltampérových charakteristik obou detekčních diod. Trimrem R19 se nastavuje přesná symetrie poměrového detektoru při konečném nastavení, a tím i maximální potlačení parazitní AM. Do poměrového detektoru jsou vhodné párované germaniové diody GA 206, resp. 2 - GA206 (párované z výroby). Získáme je např. z poměrového detektoru pro 6,5 MHz ze starších typů televizorů (Dajana, Orava 226, 136, 232 atd., Aramis apod.).

3.1.2. Konstrukce

Celý mf zesilovač je zapojen na desce s jednostrannými plošnými spoji. Obrazec spojů je na obr. 51a, rozmístění součástek na desce je na obr. 51b.

Kondenzátory jsou keramické typu TK z výroby TESLA, odpory jsou standardní miniaturní typu TR212 apod.

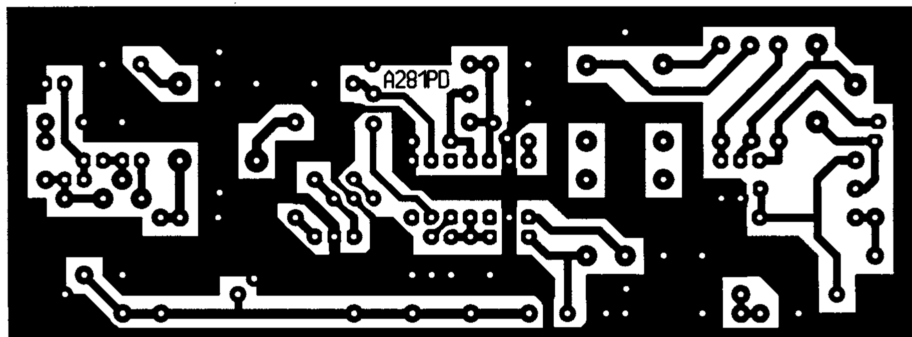
Oba keramické filtry F1 i F2 musí mít stejný střední kmitočet. Podle středního kmitočtu jsou někdy filtry označeny na pouzdře barevnou tečkou. Oba filtry musí mít stejné barevné značení.

Mf zesilovač nemusí být stíněný, ale s VKV jednotkou musí být propojen stíněným kabelem.

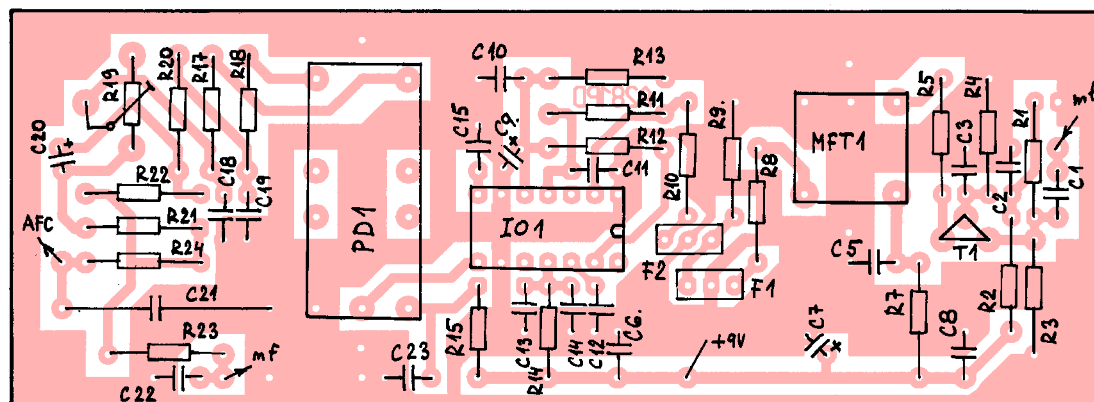
Cívky mf transformátoru MFT1 jsou navinuty na cívkovém tělísku z modulu ZMF z televizorů Orava řady Dukla, Olympie, Viktorie apod. Cívkové tělísko má průměr 5 mm a pertinaxovou patku pro montáž na desku s plošnými spoji. Cívky jsou opatřeny hliníkovým stínicím krytem o půdorysných rozměrech 17 x 17 mm a o výšce 20 mm.

Cívka L1 má 16 závitů měděného lakovaného a hedvábím ovinutého drátu o průměru 0,15 mm. V cívce je feritové jádro M4x8 mm z hmoty N05 (označené modrou barvou).

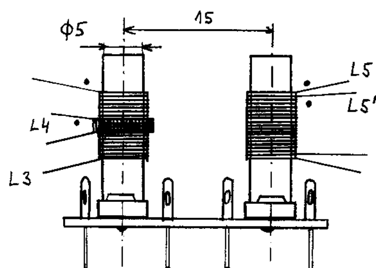
Cívka L2 má 5 závitů měděného lakovaného a hedvábím ovinutého drátu o průměru 0,15 mm. Je navinuta na papírovém prstýnku na cívce L1 u jejího studeného konce (tj. u toho konce L1, který je spojen s kladným napájecím napětím).



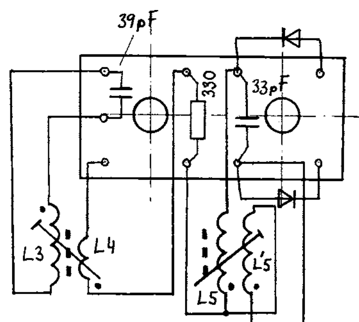
Obr. 51a. Obrazec plošných spojů mf zesilovače s poměrovým detektorem (měř.: 1 : 1)



Obr. 51b. Rozmístění součástek na desce mf zesilovače s poměrovým detektorem



Obr. 52a. Náčrtek vinutí cívek poměrového detektoru



Obr. 52b. Zapojení vývodů cívek a dalších součástek poměrového detektoru (pohled zdola)

Cívky L3 až L5' poměrového detektoru PD1 jsou navinuty na dvojici cívkových tělísek o průměru 5 mm, která jsou upevněna na pertinaxové destičce s pájecími kolíky do plošných spojů. Na destičce jsou připájeny i další součástky poměrového detektoru (C16, C17, R16, D1, D2). Destička s cívkovými tělísky je vložena do hliníkového stínicího krytu o půdorysných rozměrech 17x32,5 mm a o výšce 20 mm. Tyto cívkové sestavy se používaly v OMF nebo ZMF v televizorech Orava.

Náčrtek vinutí cívek poměrového detektoru je na obr. 52a, zapojení vývodů cívek a dalších součástek je na obr. 52b.

Cívka L3 má 27 závitů měděného lakovaného a hedvábím opředeného drátu o průměru 0,15 mm. V cívce je feritové jádro M4x8 mm z hmoty N05 (označené modrou barvou).

Cívka L4 má 9 závitů měděného lakovaného a hedvábím opředeného drátu o průměru 0,15 mm. Je navinuta uprostřed na cívce L3.

Cívky L5 a L5' jsou vinuty bifilárně a mají 2x 15 závitů měděného lakovaného a hedvábím opředeného drátu o průměru 0,15 mm. V cívkách je feritové jádro M4x8 mm z hmoty N05 (označené modrou barvou).

Je možné také použít i tovární poměrový detektor z některého staršího přijímače výroby TESLA (např. 1PK 85343 z přijímače T 816, 814, Soprán, Sextet, Moderáto a řady dalších).

3.1.3. Oživení

Mf zesilovač oživíme a naladíme signálním generátorem. Na vstup zavedeme nemodulovaný signál o kmitočtu 10,7 MHz (nebo nastavíme kmitočet na střed propustnosti mf keramických filtrů, pokud není přesně 10,7 MHz). Paralelně ke kondenzátoru C20 připojíme voltmetr. Jádra cívek L1 a L3 nastavíme na maximální ss napětí na kondenzátoru C20 při současném zmenšování signálu z generátoru. Trimr R19 nastavíme do střední polohy (aby měl odpor asi 1 kΩ). Voltmetr připojíme do uzlu mezi rezistory R21, R22 a R23 a jádrem cívky L5 nastavíme nulové napětí. Při otáčení jádrem cívky na obě strany od správného naladění se musí napětí měnit od kladné k záporné velikosti.

Na generátoru zapneme frekvenční modulaci tónem 1 kHz se zdvihem 75 kHz. Osciloskop připojíme na nf výstup. Sledujeme tvar sinusovky a její zkreslení. Jemným doladěním jádra L5 a L3 nastavíme maximální amplitudu a nezkreslený průběh modulace. Pak přepneme generátor na amplitudovou modulaci o hloubce asi 30 % a zmenšíme napětí na vstupu mf zesilovače na velikost asi 100 až 200 μV (signál nesmí být v zesilovačích příliš omezován). Trimrem R19 nastavíme maximální potlačení detekce amplitudové modulace. Jsou-li diody D1 a D2 správně párovány, měl by být odpor trimru R19 přibližně stejně velký jako odpor rezistoru R20 (jezdec trimru by měl být zhruba ve středu dráhy).

V uvedeném zapojení je poměrový detektor nasycen při napětí na C20 asi 4,5 až 5 V. Při modulačním zdvihu Δf = 50 kHz je na výstupu demodulátoru nf napětí o efektivní hodnotě 350 mV.

3.1.4. Seznam součástek mf zesilovače podle obr. 44

rezistory - miniaturní TR 212, TR 191 apod.	
R1, R4, R5, R17, R18	220 Ω
R2	18 kΩ
R3	8,2 kΩ
R6	2,2 až 10 kΩ , viz text
R8	22 Ω
R9	390 Ω
R10	68 Ω
R11, R16	330 Ω
R12	150 kΩ
R13	22 kΩ
R14, R15, R7	100 Ω
R20	1 kΩ
R21, R22	10 kΩ
R23	6,8 kΩ
R24	330 kΩ
odporové trimry	
R19	2,2 kΩ, TP 040 (stojatý)
kondenzátory keramické TK 724, TK 744, TK 725, TK 745	
C1, C10, C12	10 nF
C2, C8	22 nF
C3	15 nF
C14	6,8 nF
C18, C19, C22	2,2 nF
kondenzátory keramické TK 782	
C5, C13, C11	68 nF
C6, C15, C23	100 nF
kondenzátory keramické TK 754, TK 774, TK 755, TK 775	
C4	100 pF
C16	39 pF
C17	33 pF
elektrolytické kondenzátory radiální	
C7	220 μF/16 V
C20	4,7 μF/16 V
C9	10 μF/16 V
svitkové kondenzátory	
C21	330 nF (např. TC 205 apod.)
filtry	
F1, F2	E 10,7 S s červenou tečkou
cívky	
L1	viz text
L2	viz text
L3	viz text
L4	viz text
L5	viz text
L5'	viz text
polovodičové součástky	
T1	KF124
IO1	A281D
D1, D2	2 - GA206, párovaná dvojice pro poměrové detektory
deska s plošnými spoji č. A281PD	

3.2. Mf zesilovače koincidenčními diskriminátory

Na obr. 53 a obr. 54 jsou schémata mf zesilovačů s integrovanými obvody, které obsahují tzv. koincidenční diskriminátor.

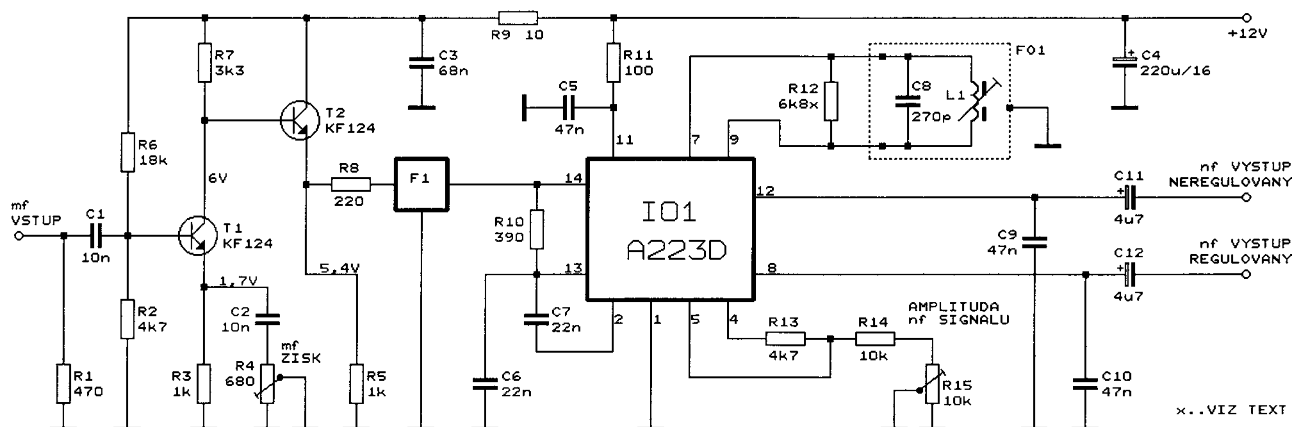
Zapojení obsahují předzesilovač, filtr a mf zesilovač s koincidenčním diskriminátorem, který je obsažený v integrovaných obvodech A223 (TBA120U) a TDA1596.

Na obr. 55 je zjednodušeně znázorněno zapojení a funkce koincidenčního diskriminátoru. Z názvu je zřejmé, že demodulace FM signálu je založena na koincidenci, tj. na překrytí doby průchodu proudu tranzistory T1 a T2.

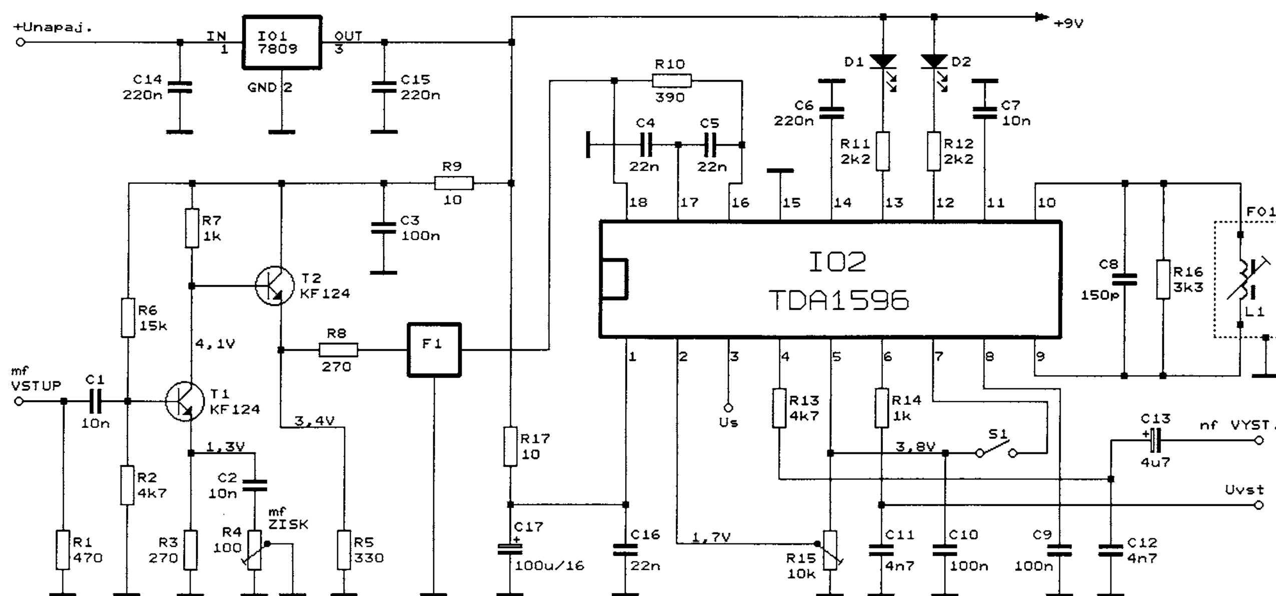
Na bázi T1 je zaveden mf signál obdélníkového průběhu z omezovače. Na bázi T2 je zaveden tentýž signál přes fázovací rezonanční obvod *LC*, který je vyladěn na mezifrekvenční kmitočet a posouvá fázi signálu na bázi T2 o 90°.

Proud přes rezistor R a tranzistory T2 a T1 může protékat pouze po dobu, kdy jsou oba tranzistory současně otevřeny, tedy pouze tehdy, když se překrývají kladné části průběhů obou budicích signálů v bázích. Doba společného otevření obou tranzistorů je na obr. 55 vyznačena časem t_1.

Při odladění frekvence mf signálu mimo rezonanční kmitočet fázovacího obvodu *LC* se změní fázový posuv napětí u_2 proti napětí u_1 a tím se i na bázi T2 změní fáze signálu. Průběh signálu na bázi T2 se posune oproti průběhu na



Obr. 53. Mezifrekvenční zesilovač s koincidenčním diskriminátorem s IO A223D



Obr. 54. Mezifrekvenční zesilovač s koincidenčním diskriminátorem s IO TDA1596

bázi T1 a tím se změní doba, po kterou jsou oba tranzistory společně otevřeny.

Doba, po kterou jsou oba tranzistory otevřeny současně, se tak podle okamžitého kmitočtu mf signálu na vstupu diskriminátoru zkracuje nebo prodlužuje (čas otevření je t_2, resp. t_3).

Zapojení fakticky převádí okamžitý mf kmitočet na šířku impulsu - frekvenční modulace se převádí na impulsní šířkovou modulaci.

Integrací impulsů na kondenzátoru C získáme nízkofrekvenční demodulovaný signál U_{nf} (viz obr. 56).

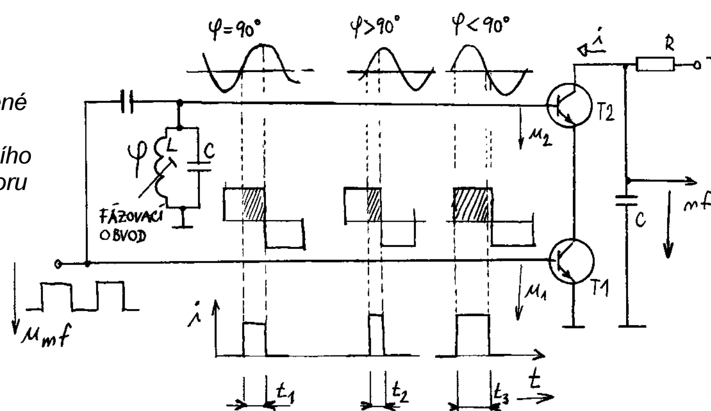
Mf zesilovače s koincidenčním diskriminátorem poznáme podle přítomnosti jednoduchého *LC* obvodu připojeného k mf IO.

Na popsaném principu pracují všechny integrované obvody tohoto typu pro mf zesilovače FM přijímačů od všech výrobců.

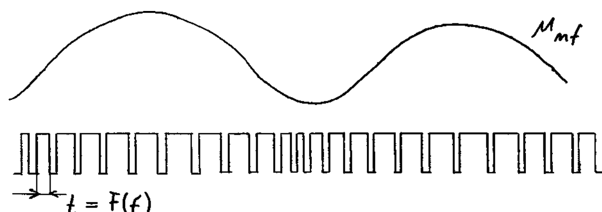
Ve skutečném zapojení vnitřní struktury IO je schéma koincidenčního diskriminátoru podstatně složitější.

Zapojení jsou navržena jako symetrické diferenční obvody a pro zajištění malého zkreslení a dobré teplotní stability jsou využívány různé integrované zdroje proudu a napětí apod. Jedinou nutnou vnější součástkou je právě fázovací obvod *LC*, popř. ještě blokovací kondenzátory a kondenzátory pro posuv fáze.

Na činiteli jakosti fázovacího obvodu závisí strmost změny fáze v závislosti na okamžitém kmitočtu a tím i výstupní nf napětí, ale také i zkreslení. Při zvět-



Obr. 55. Zjednodušené zapojení koincidenčního diskriminátoru



Obr. 56. Šířkově modulované impulsy (dole) jsou integrací převedeny na nf signál (nahoře)

šení jakosti obvodu *LC* vzrůstá (při konstantním zdvihu FM) velikost demodulovaného nf napětí i jeho celkové zkreslení.

Nezbytnou součástí vnitřní struktury integrovaných obvodů je i několikastupňový omezovací zesilovač. Vstup monolitických mf zesilovačů v IO je výlučně přizpůsoben pro připojení keramického filtru.

3.2.1. Popis funkce mf zesilovače z obr. 53

Schéma na obr. 53 představuje nejjednodušší provedení mf zesilovače s dvoutranzistorovým lineárním předzesilovačem s tranzistory T1 a T2. Celkové zesílení se nastavuje trimrem R4. Za předzesilovačem je keramický filtr F1, který určuje celkovou selektivitu mf zesilovače. Filtr je přizpůsoben rezistory R8 a R10. Kondenzátory C6 a C7 blokují vf signál ve stejnosměrně vázaném mf zesilovači v IO.

Obvod A223D (který je ekvivalentem obvodu TBA 120U) obsahuje mf zesilovač s koincidenčním diskriminátorem s fázovacím obvodem FO1 (L1, C8). Jakost fázovacího obvodu je zmenšena jeho zatlumením rezistorem R12.

V IO je ještě elektronický regulátor hlasitosti. Řídicím ss napětím z trimru R15, které se přivádí na vývod *4*, je možné nastavit velikost nf signálu na vývodu *8*. Průběh řízení hlasitosti má logaritmický průběh. Na vývodu *12* je neregulovaný výstup nf signálu.

Kondenzátory C11 a C12 tvoří spolu s výstupním odporem sledovače (obsaženého v IO) článek *RC* pro deemfázi demodulovaného nf signálu.

Při *R4* = 0 Ω byla citlivost mf zesilovače asi 10 µV, při *R4* = ∞ Ω byla celková citlivost asi 250 µV.

3.2.2. Konstrukce a nastavení mf zesilovače z obr. 53

Všechny součástky mf zesilovače z obr. 53 jsou umístěny na desce s jednostrannými plošnými spoji. Obrazec spojů je na obr. 57a, rozmístění součástek na desce je na obr. 57b.

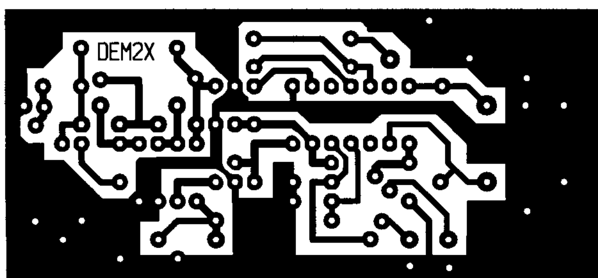
Součástky jsou běžného provedení, kondenzátory jsou keramické TESLA TK 7xx vyjma C8, který by měl být kvalitní a stabilní svitkový nebo styroflexový. Rezistory jsou v miniaturním provedení typu TR 212 apod.

Cívka L1 fázovacího obvodu FO1 je navinuta na cívkovém tělísku s patkou s pájecími kolíky. Tělísko má průměr 5 mm a je umístěno v hliníkovém stínicím krytu s čtvercovým půdorysem. Tato tělíska byla používána v tranzistorových TV přijímačích TESLA Orava typu Olympie, Aurora,Viktorie apod. v modulu ZMF a také v televizorech typu Dukla a v dalších odvozených modelech.

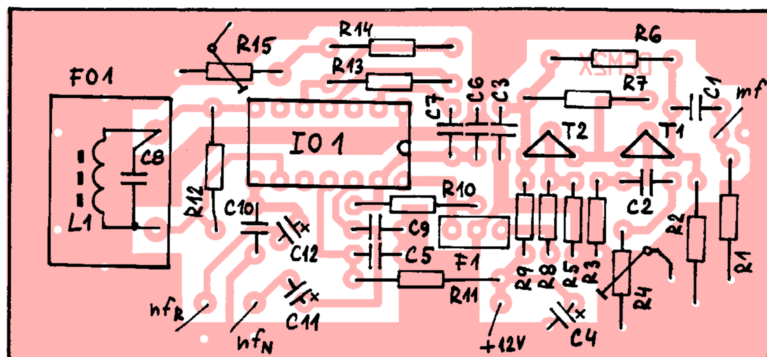
Cívka L1 má 12 závitů měděného lakovaného drátu o průměru 0,4 mm. Konce vinutí musí být pevně fixovány utaženou režnou nití. V cívce je feritové jádro M4x8 mm z hmoty N05 (označené modrou barvou).

Je možné použít i továrně navinutou cívku, která byla v uvedených typech televizorů osazena na pozici odlaďovače 6,5 MHz ve videozesilovači na desce OMF.

Mf zesilovač se nastavuje signálním generátorem. Modulovaný signál o kmitočtu 10,7 MHz se zdvihem 75 kHz přivedeme na mf vstup a jádrem cívky L1 nastavíme nezkreslený nf průběh modulace. Změnou odporu rezistoru R12 je možné nastavit velikost nf napětí. Ladění cívky L1 je v okolí rezonance ostré.



Obr. 57a. Obrazec plošných spojů mf zesilovače s koincidenčním diskriminátorem z obr. 53 (měř.: 1 : 1)



Obr. 57b. Rozmístění součástek na desce mf zesilovače s koincidenčním diskriminátorem z obr. 53

3.2.3. Seznam součástek mf zesilovače z obr. 53

rezistory - miniaturní TR 212, TR 191 apod.	
R1	470 Ω
R2, R13	4,7 kΩ
R3, R5	1 kΩ
R6	18 kΩ
R7	3,3 kΩ
R8	220 Ω
R9	10 Ω
R10	390 Ω
R11	100 Ω
R12	6,8 kΩ, viz text
R14	10 kΩ
odporové trimry	
R4	680 Ω, TP 040 (stojatý)
R15	10 kΩ, TP 040 (stojatý)
kondenzátory keramické TK 782	
C3	68 nF
C5, C9, C10	47 nF
kondenzátory keramické TK 745, TK 724, TK 744	
C1, C2	10 nF
C6, C7	22 nF
styroflexový kondenzátor	
C8	270 pF
filtry	
F1	E 10,7 S s červenou tečkou
cívky	
L1	viz text
polovodičové součástky	
T1, T2	KF124
IO1	A223D (TBA120U)
deska s plošnými spoji č. DEM2X	

3.2.4. Popis funkce mf zesilovače z obr. 54

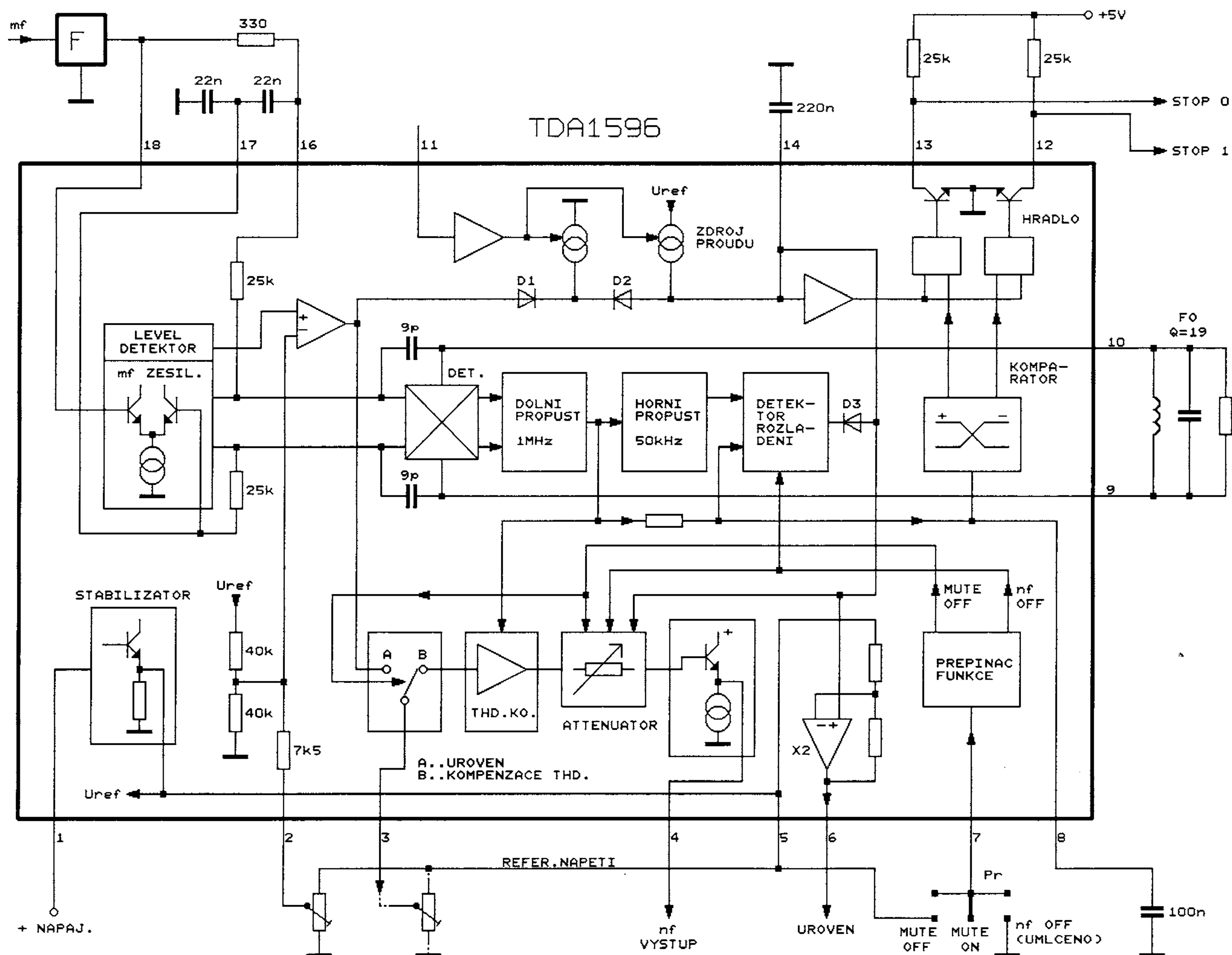
Na obr. 54 je zapojení mf zesilovače s integrovaným obvodem TDA1596, který obsahuje mf zesilovač s koincidenčním diskriminátorem a s řadou dalších pomocných funkcí. Tento IO je určen pro kvalitní FM přijímače a pro automobilové přijímače a vyznačuje se velmi malým zkreslením demodulovaného nf signálu.

Blokové schéma vnitřní struktury obvodu TDA1596 je na obr. 58.

Mf signál z keramického filtru F je přiveden na vstup mf zesilovače (na vývod *18*). Kondenzátory na vývodech *16* a *17* blokují pro mf signál obvod záporné zpětné vazby, která zajišťuje stejnosměrný pracovní bod tranzistorů vnitřního mf zesilovače.

Mf zesilovač je vybaven detektorem úrovně (LEVEL DETEKTOR), jehož základní ss výstup je vyveden přes přepínač A-B na vývod *3* IO. Napětí z detektoru úrovně je přivedeno na obvod detekce špičkové hodnoty s diodami D1 a D2 a zdroji proudu, z nichž je nabíjen kondenzátor na vývodu *14*.

IO dále obsahuje blok detektoru rozladění. Ten je připojen na koincidenční diskriminátor (označený jako DET.) přes dolní a horní propust. Z detektoru rozladění je odvozeno napětí pro komparátor, z něhož je odvozen lo-



Obr. 58. Blokové schéma vnitřní struktury IO TDA1596

gický signál pro hradla a dva spínací tranzistory na vývodech *12* a *13*. Při správném naladění fázovacího obvodu (resp. přijímače) jsou obě hradla uzavřena, tranzistory na jejich výstupu jsou také uzavřeny a prostřednictvím rezistorů o odporu 25 kΩ připojených ke zdroji +5 V jsou vývody *12* a *13* uváděny do stavu „log. 1“.

Při nesprávném naladění komparátor dodává na hradla chybové napětí, jeden nebo druhý tranzistor je otevřen a na vývodu *12* nebo *13* je stav „log. 0“.

Při slabém signálu na vstupu mf zesilovače jsou otevřena obě hradla negovaným napětím z vývodu *14* úrovňového detektoru a na obou vývodech *12* a *13* je stav „log. 0“.

Na vývod *14* je připojeno také napětí z detektoru rozladění přes diodu D3, takže při větším rozladění taktéž přejdou oba výstupy *12* a *13* do stavu „log. 0“.

Napětí z vývodu 14 je přes operační oddělovací zesilovač připojeno také na vývod *6*. V katalogu je napětí na vývodu *6* nazváno jako vážená úroveň signálu. Napětí na vývodu *6* odpovídá úrovni vstupního mf signálu jen tehdy, pokud je přijímač správně naladěn na střed přijímané stanice.

Nf signál z výstupu koincidenčního diskriminátoru se přivádí přes dolní propust s mezním kmitočtem asi 1 MHz do bloku THD. KO., který má za úkol kompenzovat harmonické zkreslení (total harmonic distortion) nf signálu.

Z bloku THD. KO. je nf signál veden přes elektronický potenciometr (attenuator) a oddělovací zesilovač na výstupní vývod *4*.

Attenuator je ovládán složeným napětím z vývodu *14* a reguluje úroveň nf signálu na výstupu *4* spojitě v závislosti na úrovni vstupního mf signálu na vývodu *18* a zároveň umlčuje nf výstup při nesprávném naladění přijímače mimo střed přijímané stanice. Při slabém přijímaném signálu (při napětí mf signálu menším než asi 1 mV na vstupu *18* mf zesilovače) je nf napětí na výstupu *4* značně zmenšeno (až o 50 dB).

Další řídicí vstup attenuatoru je připojen na přepínač funkce, který je ovládán logickou úrovní na vývodu *7*.

Je-li vývod *7* nezapojen (poloha MUTE ON přepínače Pr), funguje attenuator tak, jak bylo popsáno, a zároveň je k dispozici na vývodu *3* základní řídicí napětí z detektoru úrovně pro S-metr.

Přivede-li se na vývod *7* referenční napětí z vývodu *5* (poloha MUTE OFF přepínače Pr), attenuator se odpojí a na nf výstup je dodáváno maximální nf napětí nezávisle na úrovni mf signálu a na naladění. Z vývodu *3* se zároveň odpojí informace o základní úrovni mf signálu a připojí se řídicí vstup kompenzačního obvodu THD. KO. Změnou napětí na vývodu *3* je v tomto režimu možné nastavit nejmenší zkreslení nf signálu.

Je-li vývod *7* uzemněn (poloha nf OFF přepínače Pr), je nf signál na vývodu *4* trvale potlačen.

Na základě výsledků experimentování s tímto obvodem a měření jeho vlastností může autor konstatovat, že z hlediska zpracování nf signálu má IO TDA1596 vynikající vlastnosti - má velmi malé zkreslení nf signálu a poskytuje vysokou úroveň výstupního nf signálu (nf napětí řádu stovek mV). Funkce pomocných obvodů je však z pohledu autora a praktického využití IO poněkud překombinována.

Závislost velikosti napětí na výstupech *3* a *6* na velikosti vstupního mf signálu je značně nelineární. Při aplikaci IO např. ve stolním přijímači zapnutá funkce MUTE (MUTE ON) znemožňuje příjem slabších stanic, při jejím vypnutí spojením vývodů *5* a *7* (MUTE OFF) zase ztratíme informaci na vývodu *3* o velikosti vstupního mf signálu (o úrovni přijímaného signálu).

Překlopení komparátoru na výstupech *12* a *13* má celkovou hysterezi jen asi 30 kHz při dodržení předepsané jakosti *Q* fázovacího obvodu (*Q* = 19). Při odladění asi o 15 kHz od středního mf kmitočtu již komparátor signalizuje chybné naladění. Taková tolerance kla-

de vysoké nároky jak na stabilitu oscilátoru ve vstupní jednotce (ten však může být řízen fázovým závěsem), tak i na teplotní a časovou stabilitu naladění fázovacího obvodu na vývodech *9* a *10*.

Bude-li z informace na vývodech *12* a *13* odvozena funkce pro zachycení automatického ladění přijímače, může se vlivem nestability nastavení fázovacího obvodu zachytit naladění na nesprávném kmitočtu. Zbytečně. Pásmo zachycení lze rozšířit zatlumením fázovacího obvodu na úkor velikosti výstupního nf signálu.

Připojením proměnného napětí na vývod *3* je možné nastavit absolutní posun ss napětí z detektorů úrovně.

V mf zesilovači na obr. 54 jsou na výstupy *12* a *13* IO2 připojeny LED D1 a D2, které tvoří jednoduchý indikátor naladění. Při správném naladění přijímané stanice obě LED zhasnou, při odladění svítí jedna nebo druhá, při slabém nebo žádném signálu svítí obě (maximální povolený proud vnitřními spínacími tranzistory je podle katalogu pouze 2 mA!).

Součástky R13 a C12 tvoří článek *RC* deemfáze.

Na vývody *3* nebo *6* je možné připojit S-metr. Indikace S-metru není ani logaritmická ani lineární. Detekce slabých signálů asi do 5 mV na vstupu *18* IO2 je přibližně logaritmická, u silnějších signálů je přírůstek stejnosměrného napětí na výstupech *3* nebo *6* podstatně menší. Detekované napětí pro S-metr je také značně závislé na teplotě pouzdra IO.

V tab. 2 jsou uvedeny naměřené hodnoty ss napětí U_S na vývodu *3* IO2 pro různé velikosti napětí mf signálu U_{vstmf} na vstupu mf zesilovače z obr. 54.

Tab. 2. Závislost napětí U_S pro S-metr na vývodu 3 IO2 na síle signálu (na napětí U_{vstmf}) na vstupu mf zesilovače z obr. 54

U_{vstmf}	bez signálu	14 µV	70 µV	280 µV	890 µV	5 mV	12 mV
U_S	2,0 V	2,5 V	3,0 V	3,5 V	4,0 V	4,5 V	4,7 V

Při měření měl trimr R4 odpor $R4$ = 50 Ω a na vývodu *2* IO2 bylo trimrem R15 nastaveno napětí U_2 = 1,7 V.

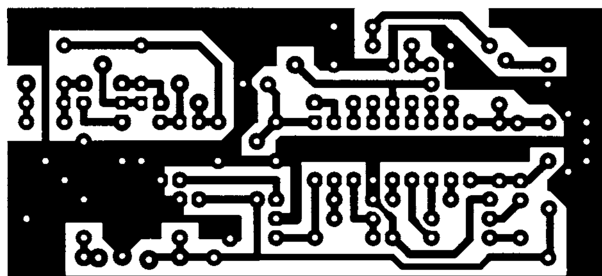
Obvod TDA1596 má jmenovité napájecí napětí 8,5 V, které dodává stabilizátor IO1 typu 7809. Maximální dovolené napájecí napětí obvodu TDA1596 je 16 V, rozsah pracovních teplot je -40 až +85° C. Výstupní nf napětí je při zdvihu FM 22,5 kHz typicky 200 mV při jakosti fázovacího obvodu (FO) Q = 19 (v realizovaném mf zesilovači byla při uvedeném zdvihu naměřena velikost nf napětí 205 mV).

Při zdvihu rozhlasové modulace FM 75 kHz je vhodné zatlumit fázovací obvod rezistorem R16 tak, aby efektivní hodnota výstupního nf napětí byla asi 660 mV. S hodnotami součástek uvedenými ve schématu bylo autorem naměřeno při zdvihu 75 kHz výstupní nf napětí 850 mV. Harmonické zkreslení nf signálu udává výrobce 0,1 %.

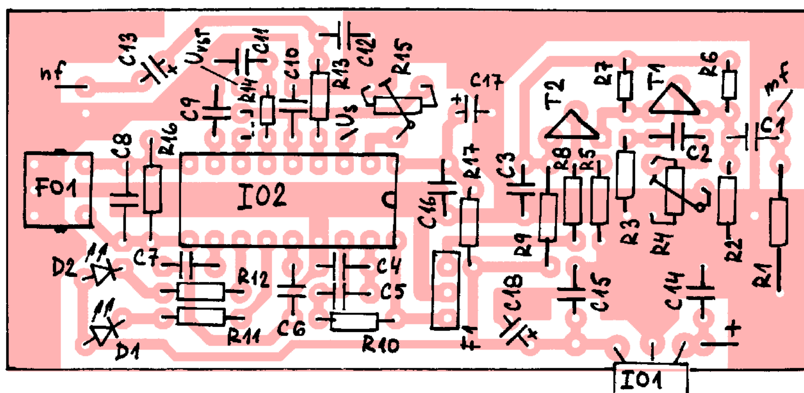
3.2.5. Konstrukce a nastavení mf zesilovače z obr. 54

Všechny součástky mf zesilovače z obr. 54 jsou umístěny na desce s jednostrannými plošnými spoji. Obrazec spojů je na obr. 59a, rozmístění součástek na desce je na obr. 59b.

V konstrukci byly použity miniaturní rezistory s roztečí vývodů 5 mm, kondenzátory jsou běžné keramické typy nebo radiální elektrolytické s provozním napětím 16 V.



Obr. 59a. Obrazec plošných spojů mf zesilovače s koincidenčním diskriminátorem z obr. 54 (měř.: 1 : 1)



Obr. 59b. Rozmístění součástek na desce mf zesilovače s koincidenčním diskriminátorem z obr. 54

Cívka L1 fázovacího obvodu FO1 je navinuta na miniaturním cívkovém tělísku, které se v soupravě s feritovým dolaďovacím jádrem, feritovým hrníčkem a kovovým stínicím krytem prodává pod typovým označením MT-263/4 v prodejnách GM Electronic.

Cívka L1 má 12 závitů měděného lakovaného drátu o průměru 0,2 mm. Na cívce musí být nasazen feritový hrníček a stínicí kryt, cívka se dolaďuje šroubovacím feritovým jádrem.

Postup nastavení tohoto mf zesilovače je stejný jako u mf zesilovače s IO A223D. Na vstup mf zesilovače zavedeme nemodulovaný signál o kmitočtu 10,7 MHz a při správném naladění fázovacího obvodu FO1 musí obě LED (D1 i D2) zhasnout.

Zisk mf předzesilovače je možné nastavit trimrem R4.

3.2.6. Seznam součástek mf zesilovače z obr. 54

rezistory - subminiaturní (0204, 0,165 W)

R1	470 Ω
R2, R13	4,7 kΩ
R3, R8	270 Ω
R5	330 Ω
R6	15 kΩ
R7, R14	1 kΩ
R9 , R17	10 Ω
R10	390 Ω
R11, R12	2,2 kΩ
R16	3,3 kΩ, viz text

odporové trimry (∅ 6,3 mm, ležaté)

R4	100 Ω, PT6V
R15	10 kΩ, PT6V

kondenzátory keramické TK 782

C3, C9, C10	100 nF

kondenzátory keramické TK 724, TK 744

C1, C2, C7	10 nF
C4, C5, C16	22 nF
C11, C12	4,7 nF

kondenzátory keramické libovolné

C6, C14, C15	220 nF/16 V

elektrolytické kondenzátory radiální

C17, C18	100 µF/16 V
C13	4,7 µF/16 V

styroflexový kondenzátor

C8	150 pF

filtry

F1	E 10,7 S s červenou tečkou

cívky

L1	viz text

polovodičové součástky

T1, T2	KF124
D1, D2	LED, libovolná miniaturní
IO1	7809
IO2	TDA1596

deska s plošnými spoji (neoznačená)

4. FM přijímač pro pásmo 2 m

4.1. Popis zapojení

Na obr. 60 je schéma zapojení FM přijímače pro příjem komunikace v amatérském pásmu 144 až 146 MHz. Zapojení obsahuje tři germaniové tranzistory ve vstupní části, integrovaný obvod TDA1596 pro demodulaci úzkopásmové FM a nf zesilovač s IO MBA810.

Přijímač pracuje v superhetovém zapojení s kmitajícím směšovačem. Vstupní signál přichází z antény na jednoduchý rezonanční obvod L1, C1, který je navázán na tranzistor T1 přes kondenzátor C2.

Vstupní zesilovač je osazen tranzistorem AF139 (AF109, GF507, GT346 apod.), který je zapojen se společnou bází. V kolektoru je dvouobvodová pásmová propust se součástkami L2, C4 a L3, C5. Oba rezonanční obvody propusti jsou navzájem vázány proudovou indukční vazbou přes cívku L4 (rovný kus vodiče, který tvoří spolu s plošným spojem nepatrnou indukčnost).

Vstupní zesilovač není přeladitelný (bylo by to zbytečné), protože relativní šířka přijímaného pásma (přibližně od 143,5 MHz do 146,5 MHz) je pouze 2 % přijímaného kmitočtu, což spolehlivě pokryjí pevně naladěné obvody na vstupu i na výstupu vstupního zesilovače.

Vstupní obvod je naladěn na střed přijímaného pásma 145 MHz, jeho provozní šířka pásma je asi 4 MHz. Vzhledem k jakosti cívek pásmové propusti není možné dosáhnout menší šířky pásma než asi 3 MHz. Propust je však důležitá pro potlačení zrcadlových frekvencí, protože v amatérském pásmu se předpokládá příjem slabých signálů.

Zesílený signál je navázán na kmitající směšovač s tranzistorem T2 typu AF106 (GF505, GT328 apod.) kondenzátorem C6. Vzduchová cívka L5 s kondenzátorem C16 tvoří sériový rezonanční obvod naladěný na kmitočet mezifrekvence 10,7 MHz.

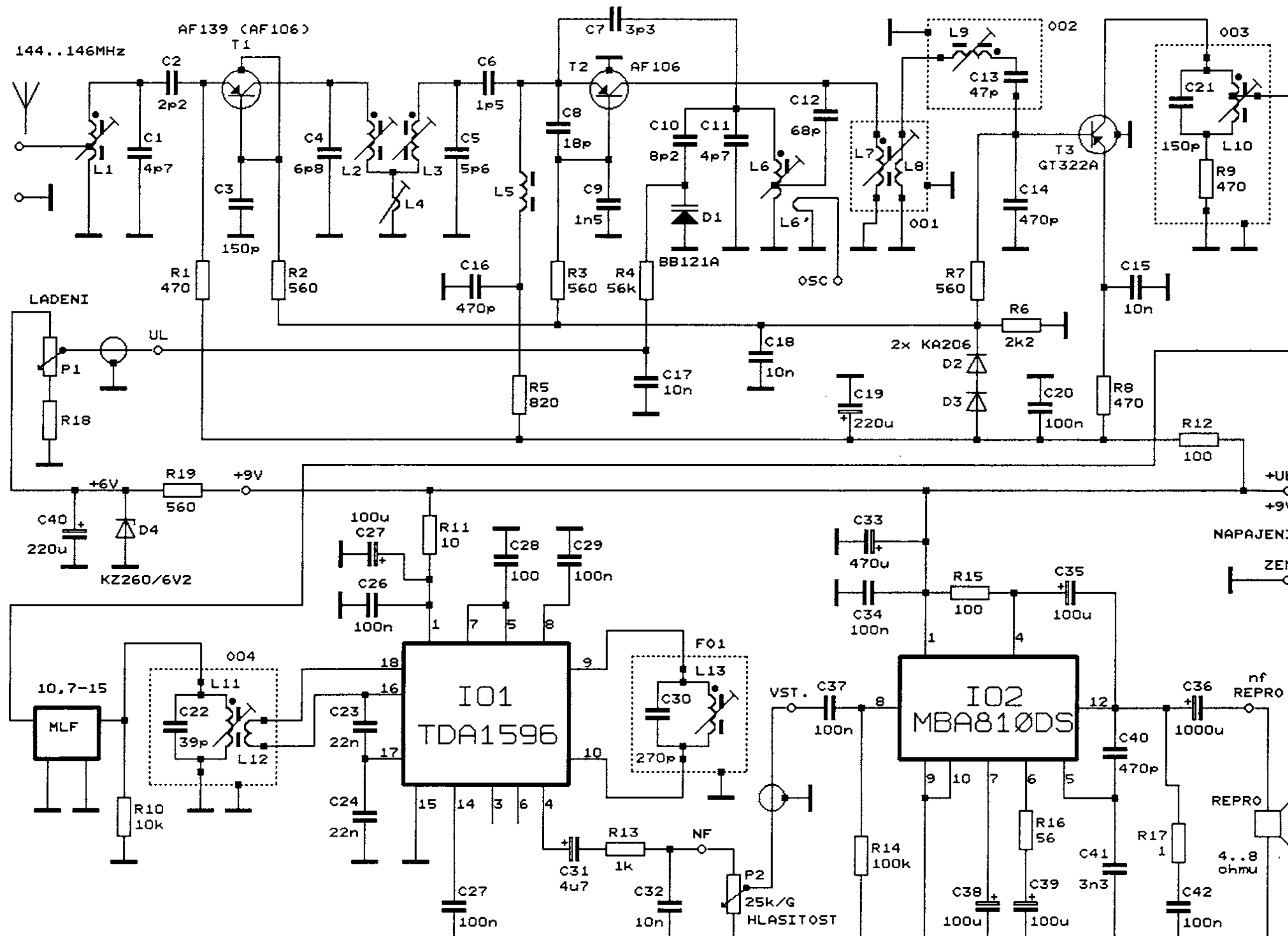
Na kolektor T2 je připojen mezifrekvenční laděný obvod O01 s cívkami L7 a L8. Rezonanční kapacitu tvoří kondenzátor C12, přes který je na kolektor T2 navázán laděný obvod oscilátoru (L6, C11, C10 a D1). Kladná zpětná vazba nutná pro rozkmitání oscilátoru je zavedena z živého konce L6 na emitor tranzistoru přes kondenzátor C7.

Oscilátor kmitá o 10,7 MHz níže nebo výše než je přijímaný kmitočet. V tomto případě na znaménku rozdílu směšování příliš nezáleží. Pokud v přijímači nepoužijeme číslicovou stupnici, je lepší zvolit kmitočet oscilátoru o mf kmitočet pod přijímaným kmitočtem. Když však chceme použít číslicovou stupnici s obvody CMOS, která je popsána v další kapitole, musí kmitat oscilátor o mf kmitočet nad přijímaným kmitočtem (upravíme změnou kapacity kondenzátorů C11 a C10), protože uvedená číslicová stupnice od kmitočtu oscilátoru odečítá mf kmitočet.

Pro správnou činnost kmitajícího směšovače je důležité, aby vstupní obvod L3, C5 měl co největší kmitočtový odstup od oscilátoru, aby oscilátor nemohl být strháván rezonancí tohoto obvodu. Směrem k nižším kmitočtům je strmost boků rezonanční křivky vstupní propusti strmější, takže vliv na oscilátor je menší. Proto je výhodnější volit kmitočet oscilátoru o mezifrekvenci nižší než je kmitočet přijímaného signálu.

Přijímaný kmitočet se přelaďuje pouze změnou kmitočtu oscilátoru kapacitní diodou D1 typu KB105G. Rozsah přeladění oscilátoru je omezen na asi 3 MHz kondenzátory C10 a C11 a omezením rozsahu ladicího napětí pro varikap rezistorem R18. Vzhledem k šířce pásma přijímaného kanálu při úzkopásmovém FM provozu, která je jen asi 15 kHz, je naladění přijímaného kmitočtu velice ostré, a pokud není kmitočet oscilátoru stabilizován krystalem nebo frekvenční syntézou, musí být strmost ladění varikapem co nejmenší a ladění musí být co nejjemnější.

Ladicí potenciometr P1 musí být nezbytně použit desetiotáčkový (Aripot) s celkovým odporem 10 až 100 kΩ.



Obr. 60. FM přijímač pro amatérské pásmo 2 m

Ladicí napětí musí být pečlivě stabilizováno Zenerovou diodou D4 a filtrováno článkem *RC* s rezistorem R19 a elektrolytickým kondenzátorem C40, aby se z něj odstranily brum a parazitní nf modulace z napájecí větve +9 V, způsobená nízkofrekvenčním zesilovačem.

V realizovaném přijímači byla krátkodobá stabilita oscilátoru velmi dobrá (řádu jednotek kHz) a víceotáčkovým potenciometrem bylo možné přijímaný kmitočet přesně naladit.

K rezonančnímu obvodu O01 na výstupu směšovače je vazební cívkou L8 navázán další rezonanční obvod O02 s cívkou L9 a kondenzátorem C13.

Propust O01, O02 představuje pouze první hrubou mf selektivitu přijímače a zamezuje pronikání signálu oscilátoru do mf zesilovače s tranzistorem T3.

Tranzistor T3 tvoří mf předzesilovač kmitočtu 10,7 MHz. V jeho kolektoru je zapojen rezonanční obvod O03 se součástkami L10, C21 a R9.

Obvodem O03 je k tranzistoru T3 přizpůsoben krystalový filtr MLF 10,7-15. Tento filtr určuje celkovou selektivitu mf zesilovače a zajišťuje velmi ostré potlačení i sousedního kanálu vzdáleného o 25 kHz od užitečné přijímané frekvence. V realizovaném přijímači autor použil bilitický filtr TESLA, který byl získán z rozebrané radiostanice typu PR 21 (PR 22, VR 20 apod.) vyráběné v bývalém podniku TESLA Pardubice. Různé vyřazené radiostanice a jejich díly se každoročně objevují ve výprodeji např. na setkání radioamatérů v Holicích.

Vstupní a výstupní odpor krystalového filtru je podle údajů výrobce 3,9 kΩ a v připojení na mf zesilovač musí být vykompenzovány veškeré jalové složky zatěžovací impedance vyladěnými rezonančními obvody.

Na vstupu filtru je proto použit již zmíněný obvod O03 a na výstupu filtru je to obvod O04 se součástkami C22 a L11. Konečná zatěžovací impedance je upravena rezistorem R10 o odporu 10 kΩ. Způsob zapojení filtru je převzat z původní konstrukce radiostanice PR 21 včetně originálních laděných obvodů. Nesprávné impedanční zakončení bilitického filtru má za následek vznik většího zkreslení demodulovaného signálu i při malém zdvihu modulace.

Obvody O03 a O04 je možné buď navinout podle údajů uvedených dále, nebo je možné použít původní originální obvody z rozebrané radiostanice PR 21. Obvod O03 má původní označení QK 86998 a obvod O04 má označení QK 87276. V dalších typech radiostanic Tesla byly stejné filtry i laděné obvody, lišily se pouze zapojením vývodů cívek na pájecí kolíky na patce cívkového tělíska, a samozřejmě typovým číslem.

Z obvodu O04 je mf signál navázán vazební cívkou L12 na monolitický mf zesilovač typu TDA1596 (IO1). Tento IO není přímo určen pro demodulaci úzkopásmové FM, ale jeho vnitřní koincidenční diskriminátor je natolik propracovaný, že i při modulačním zdvihu asi 5 kHz je jeho výstupní nf napětí dostatečné.

IO TDA1596 má výrobcem stanoveno, že fázovací obvod FO1 na vývodech *9* a *10* koincidenčního diskriminátoru má mít pro širokopásmovou FM se zdvihem 50 resp. 75 kHz činitel jakosti pouze $Q = 19$. To odpovídá velmi zatlumenému obvodu FO1.

Na činiteli jakosti fázovacího obvodu přímo závisí amplituda nf napětí při daném zdvihu modulace. Pokud obvod FO1 odtlumíme asi 10x vůči doporučení v katalogu, tedy na ještě prakticky realizovatelnou jakost $Q = 190$, pak při desetkrát menším zdvihu FM získáme stejně velké nf napětí. Získáme tedy nf napětí řádu stovek mV i při zdvihu FM jen asi 5 kHz.

Cívku s jakostí $Q = 190$ nelze realizovat miniaturní, a ani na „pardubickém“ cívkovém tělísku. Bylo proto použito tělísko z modulu ZMF TV přijímače Dukla s větším stínicím krytem. Kondenzátor C30 musí být kvalitní s velkým činitelem jakosti - slídový nebo styroflexový svitkový (nevyhověl žádný keramický typ). Autor použil kondenzátor typu TGL vyráběný kdysi v NDR.

Na tomto místě je ještě nutné podotknout, že s jinými podobnými IO (A223, MAA661, A220) byly výsledky podstatně horší. Tyto obvody mají daleko menší strmost křivky S diskriminátoru a ke správné funkci pro demodulaci se standardním zdvihem 75 kHz vyžadují činitel jakosti fázovacího obvodu $Q \approx 50$. Jeho desetinásobné zvětšení by znamenalo realizovat fázovací obvod s $Q \approx 500$, což není v praxi jednoduše možné.

V IO1 je vyřazena funkce MUTE spojením vývodů *7* a *5* IO1. Vzhledem k velké strmosti diskriminátoru by funkce MUTE blokovala nf výstup už při odladění o 1 až 2 kHz od jmenovitého mf kmitočtu. Taktéž není možné použít ani indikátor naladění.

Nf signál je odebírán z vývodu *4* IO1 přes součástky C31 a R13, kondenzátor C32 filtruje zbytky pronikajícího mf signálu.

Nf signál je veden přes regulátor hlasitosti P2 na nf zesilovač s integrovaným obvodem MBA810DS (IO2). Zapojení nf zesilovače je standardní doporučené v katalogu a je natolik známé, že není třeba další popis. Snad jen pro úplnost - součástky R17 a C42 zamezují rozkmitání zesilovače.

K výstupu IO2 je přes vazební kondenzátor C36 připojen reproduktor o impedanci 4 až 8 Ω.

Přijímač je možné napájet i z baterie napětím 9 V. Z toho důvodu je pracovní bod tranzistorů T1, T2 a T3 ve vstupní části stabilizován diodami D2 a D3 a rezistorem R6. Diody zabezpečují konstantní proud I_{CE} všech tří tranzistorů i při poklesu napájecího napětí.

(Dokončení v KE 5/2004)

Věcné dotazy a připomínky je možné sdělit autorovi na tel. č.: 241 725 579

Literatura

[1] *Žalud, V.*: Vysokofrekvenční přijímací technika. SNTL, Praha 1986.

[2] Integrované obvody ze zemí RVHP - IO z NDR. AR B 6/1980.

[3] VF zesilovače, filtry. AR B 1/1987.

[4] Nové způsoby řešení rozhlasových přijímačů. AR B 3/1987.

[5] Rozhlasové přijímače. AR B 5/1984.

[6] *Šedivý, J.*: Měřicí hifi VKV tuner s funkcemi RDS. Electus 2002.

[7] Integraded FM tuner for radio receivers TDA1574. Katalogový list Philips Semiconductors, February 1985.

[8] Přijímače do auta. AR B 4/1989.

[9] Integrované obvody zemí RVHP III. AR B 6/1982.

[10] Návrh rozhlasového přijímače. AR B 5/1986.

[11] Tranzistorové přijímače. Rádiový konštruktér 1/1968.

[12] *Borovička, J.*: Přijímače a adaptory pro VKV. SNTL, Praha 1967.

[13] Malý katalog pro konstruktéry. Příloha PE 1991.

[14] *Stránský, J.*: Vysokofrekvenční elektrotechnika. ČSAV, Praha 1956.

[15] *Drozda, M.*: Staviame prijímače VKV. KE 1/1998.

[16] *Pecha, V.*: Superhet pro FM. Radioamatér Elektronik 5/1950.

[17] Přenosná radiostanice PR 21 - servisní manuál a schéma zapojení. TESLA Pardubice. Prenosná radiostanica PR 22. Návod k obsluhe a schéma zapojenia. Tesla Elektroakustika Trebišov 1987.

[18] Televisní přijímač 4102U a 4103U, technický popis, návod k údržbě a opravě. TESLA Strašnice 1957 až 1959.

[19] *Jedlička, P.*: Přehled obvodů řady CMOS, I. a II. díl. BEN, Praha 1994.

[20] *Kottek, E.*: Československé rozhlasové a televizní přijímače. SNTL, Praha 1961.

[21] *Kottek, E.*: Československé rozhlasové a televizní přijímače III (1964 až 1970). SNTL, Praha 1973.

[22] *Kottek, E.*: Československé rozhlasové a televizní přijímače IV (1970 až 1977). SNTL, Praha 1985.

[23] Příruční katalog elektronek, obrazovek a polovodičových prvků. Tesla Rožnov 1970 a 1974 až 1975.

[24] Katalogy elektronických součástek, konstrukčních dílů, bloků a přístrojů - díl 2 (Diskrétní součástky polovodičové, optoelektronické a vakuové), díl 3 (Pasivní konstrukční součástky pro elektroniku) a díl 4 (Elektronické součástky dovážené ze zemí RVHP). TESLA Eltos.

[25] Servisní dokumentace TESLA Bratislava k radiopřijímačům Soprán, Moderáto a T816.

[26] Automobilový přijímač Felicie 1996 a jiná schémata. Archiv autora 1980 až 2003.

[27] *Pelikán, L.*: Elektronické a mikroelektronické prvky. Skripta ČVUT, Praha 1982.

[28] Schéma zapojení televizního přijímače Dajana. Návod k obsluze televizoru. TESLA Orava 1967.

[29] TDA1596 IF Amplifier/Demodulator for FM radio receivers. Katalog Philips, april 1991, s.1663.

[30] *Hodinár, K.*: Veĺmi kratke vlny v radiotechnike. Bratislava 1966.

[31] Katalogový list IO TSA5511. Philips, datasheet z Internetu.